

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-152588

(43)Date of publication of application : 23. 05. 2003

(51)Int. Cl. H04B 1/44

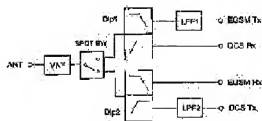
(21)Application number : 2002-089023 (71)Applicant : HITACHI METALS LTD

(22)Date of filing : 27. 03. 2002 (72)Inventor : FUKAMACHI KEISUKE
KENMOCHI SHIGERU
TAKEDA TSUYOSHI

(30)Priority

Priority	2001264843	Priority	31. 08. 2001	Priority	JP
number :		date :		country :	

(54) MULTI-BAND ANTENNA SWITCHING CIRCUIT AND MULTI-BAND ANTENNA SWITCH LAMINATE MODULE COMPOSITE PART, AND COMMUNICATION EQUIPMENT USING THE SAME



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a multi-band antenna switching circuit and laminate parts capable of suppressing higher harmonic yield, and realizing miniaturization and low power consumption.

SOLUTION: This multi-band antenna switch circuit is provided with a first diplexer Dip1 having a first transmission terminal and a second reception terminal and a first common terminal, a second diplexer Dip2 having a second transmission terminal and a first reception terminal and

a second common terminal, and a switching circuit SW having a first transmission/reception terminal and a second transmission/reception terminal and an antenna terminal, where either the first transmission/reception terminal or the second transmission/reception terminal is switched and connected to the antenna terminal. In this case, the first common terminal is connected to the first transmission/reception terminal, and the second common terminal is connected to the second transmission/reception terminal, and a notch filter VNF is connected between the antenna terminal and the switching circuit. Also, it is possible to provide multi-band antenna switch laminate module composite parts constituting the multi-band antenna- switching circuit.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 21.02.2005

[Date of sending the examiner's
decision of rejection]

[Kind of final disposal of
application other than the
examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for
application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998, 2003 Japan Patent Office

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The 1st diplexer which has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal It has the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal, and said 2nd common terminal is connected to said 2nd transceiver terminal. Between said switching circuits and antennas The multi-band antenna switching circuit characterized by having the filter which attenuates one twice or 3 times the frequency of the sending signal inputted into said 1st transmitting terminal or said 2nd transmitting terminal of this.

[Claim 2] The multi-band antenna switching circuit according to claim 1 characterized by resonance frequency serving as adjustable with the electrical potential difference which said filter is a notch filter, has an inductor, diode, capacity, resistance, and a power supply terminal, and is impressed to said power supply terminal.

[Claim 3] The 1st diplexer which has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal It has the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal, and said 2nd common terminal is connected to said 2nd transceiver terminal. Between said switching circuits and antennas The multi-band antenna switching circuit characterized by having a notch filter.

[Claim 4] The multi-band antenna switching circuit according to claim 3 characterized by resonance frequency serving as adjustable with the electrical potential difference which said notch filter has an inductor, diode, capacity, resistance, and a power supply terminal, and impresses to said power supply terminal.

[Claim 5] The multi-band antenna switching circuit according to claim 2 to 4 characterized by having a reverse voltage terminal for said notch filter impressing reverse voltage to said diode.

[Claim 6] The 1st inductor which has an input terminal and an output terminal and was connected between said input terminals and glands, The 1st capacity connected between said input terminals and said output terminals, the 2nd inductor connected to said output terminal, And the multi-band antenna switching circuit according to claim 2 to 5 characterized by preparing at least the high-pass filter which consists of the 2nd capacity connected in this the 2nd inductor and gland between said notch filters and antennas.

[Claim 7] The multi-band antenna switching circuit according to claim 6 characterized by inserting the parallel resonant circuit which consists of the 3rd inductor and 3rd capacity between the 2nd inductor of said high-pass filter, and said output terminal.

[Claim 8] The 1st diplexer which has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal It has the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal, and said 2nd common terminal is connected to said 2nd transceiver terminal. Between said switching circuits and antennas The multi-band antenna switching circuit characterized by having the filter which makes the surge voltage by the electrostatic discharge absorb to a gland.

[Claim 9] It has the output terminal connected to the input terminal by which said filter is connected to said antenna, and said switching circuit. The 1st inductor connected between said input terminals and glands, the 1st capacity connected between said input terminals and said output terminals, The multi-band antenna switching circuit according to claim 8 characterized by being the high-pass filter which consists of the 2nd inductor connected to said output terminal, and the 2nd capacity connected in this the 2nd inductor and gland.

[Claim 10] The 1st diplexer which has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal It has the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal, and said 2nd common terminal is connected to said 2nd transceiver terminal.

Between said switching circuits and antennas It has the output terminal connected to the input terminal connected to said antenna, and said switching circuit. The 1st inductor connected between said input terminals and glands, the 1st capacity connected between said input terminals and said output terminals, The multi-band antenna switching circuit characterized by having the high-pass filter which consists of the 2nd inductor connected to said output terminal, and the 2nd capacity connected in this the 2nd inductor and gland.

[Claim 11] The multi-band antenna switching circuit according to claim 9 or 10 characterized by inserting the parallel resonant circuit which consists of the 3rd inductor and 3rd capacity between the 2nd inductor of said high-pass filter, and said output terminal.

[Claim 12] The 1st diplexer which has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal It has the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal, and said 2nd common terminal is connected to said 2nd transceiver terminal. Between said switching circuits and antennas The multi-band antenna switching circuit characterized by having the filter which attenuates one twice or 3 times the frequency of the filter which makes the surge voltage by the electrostatic discharge absorb to a gland, and the sending signal inputted into said 1st transmitting terminal or said 2nd transmitting terminal of this.

[Claim 13] The multi-band antenna switching circuit according to claim 1 to 12 characterized by having the 1st low pass filter connected to said 1st transmitting terminal, and the 2nd low pass filter connected to said 2nd transmitting terminal.

[Claim 14] The multi-band antenna switching circuit according to claim 1 to 13 characterized by said switching circuit consisting of a GaAs semiconductor.

[Claim 15] Multi-band antenna switch laminating module composite part characterized by carrying chips, such as a switching device which builds a part of transmission line which constitutes a multi-band antenna switching circuit according to claim 1 to 14, and capacity in a laminated circuit board, and constitutes said a part of multi-band antenna switching circuit, resistance, capacity, and an inductor, on a laminated circuit board.

[Claim 16] The communication device characterized by using said multi-band antenna switching circuit according to claim 1 to 14 or multi-band antenna switch laminating module composite part according to claim 15.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the radio communications system which shares one antenna, and transmits and receives the signal of two or more different frequencies especially about the communication device which used a multi-band antenna switching circuit, multi-band antenna switch laminating module composite part, and these.

[0002]

[Description of the Prior Art] In walkie-talkie communication system, for example, an EGSM (Extended Global System for Mobile Communications) method and a DCS (Digital Cellular System) method with mainly prosperous Europe, Although there are various systems, such as a PCS (Personal Communication Service) method with the prosperous U.S. and a PDC (Personal Digital Cellular) method adopted in Japan With the rapid spread of the cellular phones of these days, providing a system user cannot be finished, connection is difficult, or it is in the middle of a message, and the problem of connection cutting has arisen in the frequency band assigned to each system in the main big city sections of especially advanced nations. Then, it is advocated that he aims at the increment in an available frequency substantially as a user can use two or more systems, and he uses effectively expansion of a service area and the telecom infrastructure of each system further.

[0003] When said user wants to use two or more systems, it is necessary to have the small lightweight pocket transmitter with which only a required part can communicate by two or more systems with the pocket transmitter corresponding to each system. In order to make available two or more systems by one set of a pocket transmitter in the case of the latter Although what is necessary is just to constitute a pocket transmitter using the components for every system, it sets in the transmitting system of a signal. for example, by the filter which passes the sending signal of the transmit frequencies of hope, the antenna which carries out close radiation of the high frequency switch which switches a transceiver circuit, or the transceiver signal, and the receiving system of a signal High frequency passive circuit elements, such as a filter which passes the frequency of the hope of the input signal which passed said high frequency switch, are needed for every system. For this reason, while the pocket transmitter became expensive, the volume and weight increased and it was unsuitable as portable. Then, the small lightweight RF passive circuit elements corresponding to two or more systems have been needed. For example, the high frequency switch module corresponding to the dual band used for the pocket transmitter corresponding to two systems, EGSM and DCS, is indicated by JP,11-225088,A and JP,2001-185902,A, and the United States patent official report No. 5815804.

[0004] In the switching circuit of the conventional technique in JP,11-225088,A of the former shown in drawing 19 , it has the diplexer Dip (splitter) connected to the switching circuit SW1 which switches an EGSM transmitting terminal (Tx) and an EGSM receiving terminal (Rx), the switching circuit SW2 which switches a DCS transmitting terminal (Tx) and a DCS receiving terminal (Rx), and SW1 and SW2. The switching circuit which used for SW1 and SW2 the PIN diode switch shown in drawing 20 is used for each. Therefore, in the high frequency switch module corresponding to EGSM and DCS, a total of four PIN diodes are required, and had become the hindrance of a miniaturization.

[0005] On the other hand, among the latters, by JP,2001-185902,A, as shown in drawing 21 , it has the switching circuit SW connected to the diplexer Dip2 of the receiving side which separates spectrally the diplexer Dip1, and an EGSM receiving terminal and a DCS receiving terminal of the transmitting side which separates an EGSM transmitting terminal and a DCS transmitting terminal spectrally, and Dip1 and Dip2. Since the wide band of an EGSM band - DCS band is covered in SW, one FET switch, such as a GaAs switch, is used. Therefore, it could miniaturize as compared with the switching circuit using an PIN diode switch, and

reduction of power consumption was still also attained.

[0006] On the other hand, in the United States patent official report No. 5815804, it has the diplexer Dip2 which separates spectrally the diplexer Dip1 which separates an EGSM receiving terminal and a DCS transmitting terminal spectrally, and an EGSM transmitting terminal and a DCS receiving terminal, and the switching circuit SW connected to Dip1 and Dip2, and one FET switch, such as a GaAs switch, is used for this SW like the above-mentioned example.

[0007]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] With the conventional technique of JP, 2001-185902, A of drawing 21, since the switching circuit SW was connected to the diplexer Dip1 of a transmitting side in the EGSM transmitting mode, there was a problem of also passing the signal of a DCS band inputted from a DCS transmitting terminal. In the case of an EGSM transmitting mode, although the power amplification by the side of DCS is set up so that it may not operate, it generates a signal slightly also from the power amplification by the side of DCS for a cross talk with the amplifier by the side of the oscillation by 2 double higher harmonic of an EGSM sending signal, and EGSM. In the case of the dual power amplification which packed two power amplification, EGSM and DCS, into one package, especially this phenomenon is remarkable, and an about -15dBm signal may be outputted from the power amplification by the side of DCS.

[0008] That is, the signal of the 1.8GHz band which is equivalent to a band twice the frequency of EGSM transmitting in an EGSM transmitting mode is inputted into a DCS transmitting terminal, further, 2 double harmonic distortion of EGSM transmission is emitted from an antenna, and a diplexer Dip1 and Switch SW pose a problem in order to pass the signal of a 1.8GHz band as it is. 2 double higher-harmonic yield emitted from this antenna had desirable -36dBm or less, and it was a trouble unavoidable with the conventional technique of drawing 21.

[0009] Moreover, the GaAs switch is used for the switching circuit with JP, 2001-185902, A and U.S. Pat. No. 5815804. A GaAs switch also has the problem of being easy to generate harmonic distortion as compared with the circuit which used the PIN diode. It is necessary to set to -72 or less dBcs the amount of 2 double harmonic generations of the EGSM sending signal which the power of +36dBm of the maximum may especially be supplied to a GaAs switch by EGSM transmission, and is generated with the GaAs switch itself to control the amount of 2 double harmonic generations to -36dBm or less. However, it is difficult the present condition for a GaAs switch with few such amounts of harmonic

generations to come to hand. Because, although it is easily realizable by increasing supply voltage to reducing the higher-harmonic yield of a GaAs switch, it is because it is not employable since the increment in supply voltage is equivalent to the increment in the supply voltage of a dc-battery as components used for a cellular phone.

[0010] Furthermore, in the case of the circuit which switches the transceiver signal of two or more frequencies directly with a GaAs switch, without using a diplexer, there is a problem of being weak, to the static electricity destruction. Therefore, it is necessary to take in the circuit for the cure against an electrostatic surge between an antenna and a GaAs switch. For example, as a conventional cure against an electrostatic surge, it is indicated by JP,2001-44883,A, JP,2001-186047,A, etc. However, these were [which used the PIN diode] for circuits, and these electrostatic surge cure circuits were not suitable for using it for the antenna top.

[0011] In this invention, in view of the above problems, moreover it controlled small, the low power, and the amount of harmonic generations, it aims at offering the communication device which used these for the strong multi-band antenna switching circuit and the multi-band antenna switch laminating module composite part list to the static electricity destruction.

[0012]

[Means for Solving the Problem] In order that this invention may solve a miniaturization, low-power-izing, etc. which were the trouble of the switching circuit which used the conventional PIN diode It is the multi-band antenna switching circuit which has a basic configuration using one FET switch and two diplexers, such as a GaAs switch. In order to control the amount of harmonic generations about which we are anxious when FET switches, such as a GaAs switch, are used, let it be a summary to have inserted the notch filter for the filter which attenuates one twice or 3 times the frequency of a sending signal of this between the switching circuit and the antenna. Moreover, let it be a summary for this invention to have inserted the high-pass filter for the filter which makes the surge voltage by the electrostatic discharge absorb to a gland between the switching circuit and the antenna, in order to prevent the static electricity destruction which is the multi-band antenna switching circuit which has the basic configuration which used one FET switch and two diplexers, such as a GaAs switch, and poses a problem when FET switches, such as a GaAs switch, are used.

[0013] Namely, the 1st diplexer in which this invention has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common

terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal It has the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal, and said 2nd common terminal is connected to said 2nd transceiver terminal. Between said switching circuits and antennas It is the multi-band antenna switching circuit in which the filter which attenuates one twice or 3 times the frequency of the sending signal inputted into said 1st transmitting terminal or said 2nd transmitting terminal of this was prepared.

[0014] Moreover, the 1st diplexer in which this invention has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal Have the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, and said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal. It is the multi-band antenna switching circuit where it connected with said 2nd transceiver terminal, and said 2nd common terminal prepared the notch filter between said switching circuits and antennas.

[0015] In the above-mentioned invention, it is desirable to take the following configurations. Said notch filter has an inductor, diode, capacity, resistance, and a power supply terminal, and make resonance frequency adjustable with the electrical potential difference impressed to said power supply terminal. Prepare the reverse voltage terminal for impressing reverse voltage to said diode in said notch filter. Have the 1st low pass filter for said 1st transmitting terminal, and have the 2nd low pass filter for the 2nd transmitting terminal. Said switching circuit should consist of GaAs semi-conductors. It has an input terminal and an output terminal, and prepare at least the high-pass filter which consists of the 1st inductor connected between said input terminals and glands, the 1st capacity connected between said input terminals and said output terminals, the 2nd inductor connected to said output terminal, and the 2nd capacity connected in this the 2nd inductor and gland between said notch filters and antennas. Insert the parallel resonant circuit which consists of the 3rd inductor and 3rd capacity between the 2nd inductor of said high-pass filter, and said output terminal.

[0016] The 1st diplexer in which this invention has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal It has the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal, and said 2nd common terminal is connected to said 2nd transceiver terminal. Between said switching circuits and antennas It is the multi-band antenna switching circuit which has the filter which makes the surge voltage by the electrostatic discharge absorb to a gland.

[0017] Moreover, the 1st diplexer in which this invention has the 1st transmitting terminal, the 2nd receiving terminal, and the 1st common terminal, The 2nd diplexer which has the 2nd transmitting terminal, the 1st receiving terminal, and the 2nd common terminal, It has the 1st transceiver terminal, the 2nd transceiver terminal, and an antenna terminal. Either of said 1st transceiver terminal and said 2nd transceiver terminal It has the switching circuit changed and connected to said antenna terminal, said 1st common terminal is connected to said 1st transceiver terminal, and said 2nd common terminal is connected to said 2nd transceiver terminal. Between said switching circuits and antennas It has the output terminal connected to the input terminal connected to said antenna, and said switching circuit. The 1st inductor connected between said input terminals and glands, the 1st capacity connected between said input terminals and said output terminals, It is the multi-band antenna switching circuit which has the high-pass filter which consists of the 2nd inductor connected to said output terminal, and the 2nd capacity connected in this the 2nd inductor and gland. Here, the parallel resonant circuit which consists of the 3rd inductor and 3rd capacity may be inserted between the 2nd inductor of said high-pass filter, and said output terminal.

[0018] This invention is the multi-band antenna switch laminating module composite part which carried chips, such as a switching device which builds a part of transmission line which constitutes the above-mentioned multi-band antenna switching circuit, and capacity in a laminated circuit board, and constitutes said a part of multi-band antenna switching circuit, resistance, capacity, and an inductor, on the laminated circuit board.

[0019] Furthermore, this invention is a communication device using the above-mentioned multi-band antenna switching circuit or multi-band

antenna switch laminating module composite part.

[0020]

[Embodiment of the Invention] Since the multi-band antenna switching circuit of this invention was considered as the above configurations, the 1st diplexer separates spectrally into the 1st transmitting terminal and the 2nd receiving terminal the signal with which frequency bands differ, and the 2nd diplexer separates spectrally into the 2nd transmitting terminal and the 1st receiving terminal the signal of the band where frequencies differ. Furthermore, a switching circuit switches connection between an antenna terminal and said 1st diplexer or between an antenna terminal and said 2nd diplexer. Therefore, when the 1st transmitting terminal and antenna terminal are connected, since the 2nd transmitting terminal is intercepted by said switching circuit, it does not pass the harmonic distortion outputted with the conventional technique from the power amplification in the OFF condition which was a problem to an antenna terminal. When the 2nd transmitting terminal and antenna terminal are connected similarly, since the 1st transmitting terminal is intercepted by said switching circuit, it does not pass the harmonic distortion outputted with the conventional technique from the power amplification of the OFF condition which was a problem to an antenna terminal.

[0021] Moreover, to the sending signal outputted from the power amplification inputted into said 1st transmitting terminal, the 1st low pass filter connected to the 1st transmitting terminal in this invention passes only the signal of fundamental frequency, and reduces high order harmonic distortion. To the sending signal outputted from the power amplification inputted into said 2nd transmitting terminal, the 2nd low pass filter similarly connected to the 2nd transmitting terminal passes only the signal of fundamental frequency, and reduces high order harmonic distortion. And it is the low pass filter connected between the switching circuit and the antenna, or the notch filter is adjusted so that it may have an attenuation pole in one twice or 3 times the frequency of a sending signal of this. Therefore, by connecting these filters, the secondary harmonic distortion [3rd] generated in said switching circuit can also be reduced effectively.

[0022] Moreover, the notch filter of this invention is constituted by an inductor, a diode switch, capacity, resistance, and the power supply terminal, and it becomes possible to change the resonance frequency of a notch filter of it with the electrical potential difference impressed to said power supply terminal. Therefore, reduction becomes possible about the higher-harmonic yield of both bands at coincidence by setting it as

the frequency of the twice of the 1st sending signal, or a 3 time higher harmonic, when the attenuation pole of a notch filter is connected to an antenna terminal in the 1st transmitting terminal, and setting it as the frequency of the twice of the 2nd sending signal, or a 3 time higher harmonic, when the 2nd transmitting terminal is connected to an antenna terminal. Moreover, in the condition that the electrical potential difference is not impressed to the diode switch which constitutes said notch filter, the notch filter itself generates harmonic distortion. In order to avoid this, it is effective to prepare the reverse voltage terminal for impressing reverse voltage to said diode switch.

[0023] In order to make the switching circuit used for this invention pass the signal of the low frequency outputted and inputted by said diplexer and high frequency by low loss, the large GaAs FET switch of a passband etc. is used. However, GaAs When an FET switch is compared with a PIN diode etc., it has the demerit of being weak, to the static electricity destruction. It is cancelable by preparing the filter which makes electrostatic surge voltage absorb to a gland between a switching circuit and an antenna to this. According to the more concrete high-pass filter, the surge voltage by the electrostatic discharge is missed to a gland side with the 1st inductor and 1st capacity, and while absorbing the electrostatic surge in a resonance frequency band to a gland effectively by the series resonant circuit which consists of the 2nd capacity connected in the 2nd inductor and gland, adjustment in the broadband to a 900MHz band - 1.8GHz band can be taken.

[0024] Moreover, in order to build the transmission line of the diplexer which constitutes a multi-band antenna switching circuit, and a switching circuit, and a part of capacity in a laminated circuit board and to unify, wiring with a diplexer and a switching circuit is also formed in the front face or the interior of a laminated circuit board, and loss by wiring is reduced, and the adjustment adjustment between both becomes easy. On the other hand, small and cheap multi-band antenna switch laminating module composite part is obtained by carrying chips, such as a switching device which constitutes a part of multi-band antenna switching circuit, resistance, capacity, and an inductor, on a laminated circuit board. Moreover, the communication device using these multi-band antenna switching circuits or multi-band antenna switch laminating module composite part serves as a miniaturization and low-power specification of equipment. From the above thing, a communication device can attain control of the amount of harmonic generations in power amplification, and the amount of harmonic generations in a switching circuit, protection of the electrostatic discharge of a GaAs FET switch,

miniaturization, low-cost-izing, and low-power-ization in the antenna switching circuit of this invention, and a multi-band antenna switch laminating module composite part list.

[0025] Hereafter, the operation gestalt of a communication device is explained to the multi-band antenna switching circuit concerning this invention, and a multi-band antenna switch laminating module composite part list with reference to a drawing. First, drawing 2 shows the block diagram of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS which is an example of the multi-band antenna switching circuit concerning this invention. The 1st diplexer Dip1 carries out spectral separation composition of an EGSM sending signal (880MHz - 915MHz) and the DCS input signal (1805MHz - 1880MHz). The 2nd diplexer Dip2 carries out spectral separation composition of an EGSM input signal (925MHz - 960MHz) and the DCS sending signal (1710MHz - 1785MHz). It connects with Dip1 and Dip2, and a switching circuit SW switches connection of between the antenna terminals ANT and Dip1, or a between an ANT terminal and Dip2. In this case, a switching circuit is GaAs which it is necessary to make pass the signal of EGSM and a DCS band by low loss, and is called large SPDT (Single Pole Dual Throw) of a passband. An FET switch etc. is used. Therefore, when Dip1 connects with an ANT terminal and the EGSM transmitting terminal and the ANT terminal are connected, a DCS transmitting terminal is intercepted by SW. In the case of an EGSM transmitting mode, although the power amplification by the side of DCS is set up so that it may not operate, it generates a signal slightly also from the power amplification by the side of DCS for a cross talk with the amplifier by the side of the oscillation by 2 double higher harmonic of an EGSM sending signal, and EGSM. That is, 2 double higher harmonic (1760MHz - 1830MHz) of the EGSM sending signal generated with the power amplification by the side of EGSM is inputted from a DCS transmitting terminal by the cross talk between the power amplification of EGSM and DCS, and passes Dip2. However, since between an ANT terminal and Dip2 are intercepted by SW, it can pass to an ANT terminal side. On the other hand, since between the DCS transmitting terminal and the ANT terminal was connected in the EGSM transmitting mode with the conventional technique of drawing 21, it passed to the ANT terminal and 2 double higher harmonic of an EGSM sending signal was a problem. First of all, reduction of 2 double higher-harmonic yield of the EGSM sending signal in an EGSM transmitting mode is attained from the above thing by the circuitry of this invention.

[0026] (Example 1) Drawing 1 shows the block diagram of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS which is one example of

the multi-band antenna switching circuit of this invention. In addition to the circuit of the above-mentioned example, in this example, the adjustable notch filter VNF is inserted among low pass filters LPF2, ANT, and SW between Dip1 and an EGSM transmitting terminal, respectively between low pass filters LPF1 and Dip2 and a DCS transmitting terminal. In order that LPF1 may control the high order harmonic distortion contained in an EGSM sending signal, only an EGSM sending signal is passed and the filter of a property which decreases a sending signal twice [more than] the frequency of EGSM is used. Similarly, in order that LPF2 may control the high order harmonic distortion contained in a DCS sending signal, only a DCS sending signal is passed and the filter of a property which decreases a sending signal twice [more than] the frequency of DCS is used. Therefore, since the harmonic distortion generated with power amplification is reduced by LPF1 and LPF2, the higher-harmonic yield emitted from an antenna can be reduced.

Furthermore, in order to reduce the higher-harmonic yield generated with said GaAs FET switch, the adjustable notch filter VNF was a notch filter which has an attenuation pole in one twice or 3 times the frequency of an EGSM sending signal of this in an EGSM transmitting mode, and its notch filter of a property which has an attenuation pole in one twice or 3 times the frequency of a DCS sending signal of this in a DCS transmitting mode was desirable, and it adopted the adjustable notch filter from which resonance frequency changes as mentioned above in EGSM and DCS each mode in this example. Therefore, the harmonic distortion generated with a GaAs FET switch can be reduced by VNF. In addition, it cannot be overemphasized that not the thing restricted to an adjustable notch filter VNF like an example in this invention but the usual notch filter NF may be used. What is necessary is just the filter which it does not restrict [filter] to a notch filter, either, if it furthermore says, and, in short, attenuates one twice or 3 times the frequency of various sending signals of this.

[0027] An example of the concrete equal circuit of this example was shown in drawing 8 . A diplexer Dip1 is constituted by the transmission line or inductors L7-L9, and capacity C8-C11. As for L8 and C8, it is desirable to design so that a series resonant circuit may be formed and it may have resonance frequency in a DCS receiving band. The attenuation pole was united with 1.8GHz in this example. As for L9 and C10, it is desirable to design so that a series resonant circuit may be formed and it may have resonance frequency in an EGSM transmitting band. The attenuation pole was united with 0.9GHz in this example. This circuit enables it to carry out spectral separation composition of an EGSM

sending signal and the DCS input signal. A diplexer Dip2 is constituted by the transmission line or an inductor L4 - L6, and capacity C4-C7. As for L5 and C4, it is desirable to design so that a series resonant circuit may be formed and it may have resonance frequency in a DCS transmitting band. The attenuation pole was united with 1.8GHz in this example. As for L6 and C6, it is desirable to design so that a series resonant circuit may be formed and it may have resonance frequency in an EGSM receiving band. The attenuation pole was united with 0.9GHz in this example. This circuit enables it to carry out spectral separation composition of a DCS sending signal and the EGSM input signal.

[0028] A low pass filter LPF 1 is constituted by the transmission line or an inductor L11, and capacity C15-C17. At this time, L11 and C15 form a parallel resonant circuit, and, as for that resonance frequency, it is desirable to set up the twice of EGSM transmit frequencies or 3 times. In this example, it was set as 3 times as many 2.7GHz as this. Reduction of a 3 time higher-harmonic yield of the EGSM transmission generated in power amplification by this circuit is attained. A low pass filter LPF 2 is constituted by the transmission line or an inductor L10, and capacity C12-C14. At this time, L10 and C12 form a parallel resonant circuit, and, as for that resonance frequency, it is desirable to set up the twice of DCS transmit frequencies or 3 times. In this example, it was set as twice as many 3.6GHz as this. Reduction of 2 double higher-harmonic yield of the DCS transmission generated in power amplification by this circuit is attained.

[0029] The adjustable notch filter VNF is constituted by the transmission line or an inductor L1, a choke coil L2, capacity C1-C3, a diode switch D, and Resistance R. L1, D, and C3 form a series resonant circuit, and the resonance frequency changes with the ON/OFF conditions of Diode D. Usually, diode has the capacity value of 0.1-1.0pF in the state of near and OFF short in the state of ON. For this reason, in the state of ON, a series resonant circuit with the capacity value of L1, C3, and diode is formed in the state of the series resonant circuit of L1 and C3, and OFF. The property of VNF used by this example is shown in drawing 6. The property that diode has an attenuation pole in the state of ON in a sending signal (about 2.7GHz) 3 times the frequency of EGSM, and diode has an attenuation pole in a sending signal (about 3.6GHz) twice the frequency of DCS in the state of OFF is acquired. In addition, the combination of L1 and C3 can adjust the resonance frequency in the case of being resonance frequency in case diode is ON, and OFF to arbitration. In order for Diode D to be in ON condition, it is necessary to impress the electrical potential difference of about 0.7v or more to

diode, and to pass a direct current, and the choke coil L2 is required in order to pass this direct current. Moreover, L2 has desirable 20nH-100nH so that an impedance may become large to the signal of EGSM and a DCS band. 27nH(s) were used in this example. Moreover, Resistance R restricts the current value which flows to Diode D. 1kohm was used in this example.

[0030] In addition, since a choke coil L2 is directly under an antenna and is connected to the gland, even when an electrostatic surge is added from the exterior, a surge becomes easy to escape to a gland by L2. For this reason, it is the antenna switching circuit which also has a function of protection of weak components to electrostatic discharges, such as the SAW filter and power amplification which are connected after SW circuit and it, and low noise amplifier. moreover -- or in the antenna [operation / the filter which makes the surge voltage by the electrostatic discharge absorb to a gland] switching circuit using nothing and a GaAs switch, it is effective also by preparing the circuit which inserted the inductor as shown in drawing 18 (a) which carries out the following, and (b). However, in (b), since much inductors and capacity were needed, it became the hindrance of a miniaturization and low-cost-izing, and had also become the cause of degradation of an insertion loss. In (a), in order to add an inductor to some splitters and to protect a GaAs switch from an electrostatic surge, it is necessary to set the inductor which falls to a gland as 5 or less nHs but, and when the inductor of 5 or less nHs is connected to the antenna top, it becomes difficult to take adjustment in the broadband to a 900MHz band - 1.8GHz band. In order to cancel such faults, it is more desirable to use the high-pass filter circuit mentioned later.

[0031] It connects with Dip1, Dip2, and VNF, when VC1 is High, between VNF-Dip1 is connected, and a switching circuit SW is intercepted between VNF-Dip2. Conversely, when VC2 is High, between VNF-Dip2 is connected, and it is intercepted between VNF-Dip1. C1, C2, C18, and C19 are DC cut capacitors required for a switch of a switching circuit SW, and ON/OFF of Diode D.

[0032] The mode of operation of this example and the relation of supply voltage were shown in Table 1. As for +1V--+5V and Low, -0.5V--+0.5V are [High of the supply voltage level of Table 1] desirable. In an EGSM transmitting mode, VC1 and VC3 are set to Low by High, SW connects between ANT and Dip1, and, as for ANT and Dip2, VC2 is opened. Moreover, since Diode D will be in ON condition, the resonance frequency of a notch filter VNF becomes a sending signal 3 times the frequency of about 2.7GHz of EGSM. In a DCS transmitting mode, VC2 is set to VC1 by High,

VC3 are set to Low, SW connects between ANT and Dip2 and ANT and Dip1 are opened. Moreover, since Diode D will be in an OFF condition, the resonance frequency of a notch filter VNF becomes a sending signal twice the frequency of about 3.6GHz of DCS. In the EGSM receive mode, VC2 is set to VC1 by ON, VC3 are set to Low, SW connects between ANT and Dip2 and ANT and Dip1 are opened. Moreover, since Diode D will be in an OFF condition, the resonance frequency of a notch filter VNF is set to about 3.6GHz. In the DCS receive mode, VC1 is set to VC2 by ON, VC3 are set to Low, SW connects between ANT and Dip1 and ANT and Dip2 are opened. Moreover, since Diode D will be in an OFF condition, the resonance frequency of a notch filter VNF is set to about 3.6GHz.

[0033]

[Table 1]

モード	電源電圧			VNFの減衰極
	VC1	VC2	VC3	
EGSM Tx	High	Low	High	2.7GHz
DCS Tx	Low	High	Low	3.6GHz
EGSM Rx	Low	High	Low	3.6GHz
DCS Rx	High	Low	Low	3.6GHz

[0034] Next, the result measured about the higher-harmonic depressor effect by this example is shown in Table 2. About the case where there is no notch filter like drawing 2 , and the case of this invention which prepared the notch filter etc. like the example of drawing 1 , measurement measured twice and the characteristic value of the magnitude of attenuation (dB) of a 3 time higher harmonic (2f, 3f). Depressor effect 20dB or more has been checked by this invention so that clearly from this result. According to the antenna switching circuit of this invention by the above example, it is clear for control of the amount of harmonic generations in power amplification, control of the amount of harmonic generations in a switching circuit, protection of an electrostatic discharge, etc. to be possible.

[0035]

[Table 2]

高調波	ノッチフィルタ有 (図 1)	ノッチフィルタ無 (図 2)
2 f	- 7 5 dBc	- 5 3 dBc
3 f	- 8 0 dBc	- 6 0 dBc

[0036] (Example 2) Next, the representative circuit schematic of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS which are other examples of this invention is shown in drawing 10 . In this example, the adjustable notch filter VNF shown in drawing 8 of an example 1 is

changed. VNF of this example is constituted by the transmission line or an inductor L1, choke coils L2 and L3, capacity C1-C3, a diode switch D, and Resistance R. L1, D, and C3 form a series resonant circuit, and the resonance frequency changes with the ON/OFF conditions of Diode D like an example 1. It is the description for VNF shown in this example to be able to impress reverse voltage to Diode D.

[0037] If the RF signal of high power is generally supplied to nonlinear devices, such as diode, it is known that harmonic distortion will occur. Especially in the case of a PIN diode, the time of an OFF condition is remarkable. This reason is clear also from the V-I property of the diode shown in drawing 9, and since diode is driving in the operating point with comparatively sufficient linearity with the electrical potential difference V_c of a control power source in the state of ON, in order to carry out a linearity-response also to the voltage variation by the RF signal, there are few higher-harmonic yields. On the other hand, in the state of OFF, the $V = 0$ neighborhood serves as the operating point, and a nonlinear response is carried out also to the voltage variation by the RF signal. For this reason, a higher-harmonic yield becomes large. The mode of operation of this example and the relation of supply voltage are the same as that of Table 1. The difference from an example 1 is $VC's2$ being able to serve as High, and $VC's3$ serving as Low, and being able to impress reverse voltage to Diode D in a DCS transmitting mode. When reverse voltage is impressed to diode, since a linearity-response is carried out also to the voltage variation by the high frequency signal as shown in drawing 9 $R > 9$, the higher-harmonic yield in a notch filter can be reduced. In a DCS transmitting mode, VC2 is set to VC1 by High, VC3 are set to Low, SW connects between ANT and Dip2 and ANT and Dip1 are opened. Moreover, the resonance frequency of a notch filter VNF has required reverse voltage, although Diode D will be in an OFF condition. A choke coil L3 has desirable 20nH-100nH so that an impedance may become large to the signal of EGSM and a DCS band. 27nH(s) were used in this example. Moreover, Resistance R restricts the current value which flows to Diode D. 1kohm was used in this example. An electrostatic-discharge protection feature is also realizable by furthermore connecting an inductor L2 directly under ANT. The multi-band antenna switching circuit which can reduce the amount of harmonic generations in the OFF condition of the diode D which is the trouble of an example 1 according to the above example is obtained.

[0038] (Example 3) The block diagram of EGSM and DCS which are other examples of this invention, and the triple band antenna switching circuit corresponding to PCS is shown in drawing 3. This example adds a

PCS receiving terminal to the switching circuit of an example 1. In addition, it can be said that this invention is the multi-band antenna switching circuit of this invention in order that two or more transceiver systems may join others as long as it is related with the antenna switching circuit equipped with the basic configuration which used one FET switch and two diplexers, such as a GaAs switch, and has this basic configuration. The same is said of the following examples. Now, GaAs called SP3T (Single Pole 3 Throw) as this switch in this example The FET switch was used. Simplification of a circuit is attained by furthermore carrying out a DCS transmitting terminal and a PCS transmitting terminal in common. In this case, since a comparatively near frequency has DCS transmission (1710MHz - 1785MHz) and PCS transmission (1850MHz - 1910MHz), power amplification can also be communalized. others -- although it omits since detailed explanation is the same as that of the above-mentioned example, according to this example, EGSM, DCS, and the triple band antenna switching circuit corresponding to PCS are obtained.

[0039] (Example 4) The block diagram of EGSM, DAMPS and DCS which are other examples of this invention, and the quad band antenna switching circuit corresponding to PCS is shown in drawing 4. In this example, a diplexer Dip3 is connected to the switching circuit of an example 4, and it has become the circuit which added the DAMPS receiving terminal. Simplification of a circuit is attained by furthermore carrying out an EGSM transmitting terminal and a DAMPS transmitting terminal in common. In this case, since a comparatively near frequency has EGSM transmission (880MHz - 915MHz) and DAMPS transmission (824MHz - 849MHz), power amplification can also be communalized. According to this example, EGSM, DAMPS, DCS, and the quad band antenna switching circuit corresponding to PCS are obtained above.

[0040] (Example 5) The block diagram of EGSM which are other examples of this invention, DCS and PCS, and the quad band antenna switching circuit corresponding to W-CDMA is shown in drawing 12. GaAs called SP4T (Single Pole 4 Throw) as a switch of this example The FET switch was used. It is the circuit which furthermore connected Duplexer Dup to the latter part of a W-CDMA transceiver terminal. In this case, Duplexer Dup can carry out spectral separation composition of the transceiver signal of a W-CDMA band (1920MHz - 2170MHz), can switch transmission and reception of W-CDMA, and can respond also to the system by which a TDMA system differs from a CDMA system. According to this example, EGSM, DCS and PCS, and the quad band antenna switching circuit corresponding to W-CDMA are obtained above.

[0041] (Example 6) Generally the GaAs switch is expensive as compared with a diode switch, and the GaAs switch of the SP3T mold further used in the example 3 and the example 4 and the SP4T mold used in the example 5 is unsuitable as components which become still more expensive than the GaAs switch of the SPDT mold used in the examples 1 and 2, and are used for a cellular-phone terminal. The block diagram of EGSM, DAMPS and DCS which are other examples of this invention, and the quad band antenna switching circuit corresponding to PCS is shown in drawing 5 as one amelioration of the point. In addition to the circuit of an example 1, in this example, it is the circuit which connected the phase splitter PS 1 to the phase splitters PS2 and Dip2 at Dip1. Since the GaAs switch used in this example is SPDT, as compared with the case where SP3T and SP4T are used, the components of low cost become realizable. The concrete equal circuit of this example is shown in drawing 11. Since Dip1, Dip2, SW, LPF1, LPF2, and VNF are the same as what was explained in the example 1, explanation here is omitted.

[0042] The phase splitter PS 1 consists of the transmission lines L12 and L13, SAW filter SAW1 for DAMPS reception, and SAW filter SAW2 for EGSM reception. The transmission line L13 is $\lambda/4$ resonator with which the die length of the transmission line was adjusted so that it might resonate with DAMPS received frequency (869MHz - 894MHz). The transmission line L12 is $\lambda/4$ resonator with which the die length of the transmission line was adjusted so that it might resonate with EGSM received frequency (925MHz - 960MHz). $\lambda/4$ resonator has the property that an impedance changes with termination conditions a lot, and, in the case of 50-ohm termination, in the case of 50 ohms and short termination, it has a short impedance in the case of opening and opening termination. On the other hand, the property of an SAW filter has a near impedance short on the frequency 50 ohms and near the passband in a passband. Therefore, in a DAMPS receiving band, the impedance of opening and a DAMPS receiving terminal is set to 50 ohms by the impedance of the EGSM receiving terminal seen from the diplexer Dip2, and a DAMPS input signal is separated spectrally into a DAMPS receiving terminal side. Conversely, in an EGSM receiving band, the impedance of opening and an EGSM receiving terminal is set to 50 ohms by the impedance of the DAMPS receiving terminal seen from the diplexer Dip2, and an EGSM input signal is separated spectrally into an EGSM receiving terminal side. PS1 can separate a DAMPS input signal and an EGSM input signal spectrally in the above actuation.

[0043] The phase splitter PS 2 consists of the transmission lines L14 and L15, SAW filter SAW3 for DCS reception, and SAW filter SAW4 for PCS

reception. The transmission line L15 is $\lambda/4$ resonator with which the die length of the transmission line was adjusted so that it might resonate with DCS received frequency (1805MHz - 1880MHz). The transmission line L14 is $\lambda/4$ resonator with which the die length of the transmission line was adjusted so that it might resonate with PCS received frequency (1930MHz - 1990MHz). $\lambda/4$ resonator has the property that an impedance changes with termination conditions a lot, and, in the case of 50-ohm termination, in the case of 50 ohms and short termination, it has a short impedance in the case of opening and opening termination. On the other hand, the property of an SAW filter has a near impedance short on the frequency 50 ohms and near the passband in a passband. Therefore, in a DCS receiving band, the impedance of opening and a DCS receiving terminal is set to 50 ohms by the impedance of the PCS receiving terminal seen from the diplexer Dip1, and a DCS input signal is separated spectrally into a DCS receiving terminal side. Conversely, in a PCS receiving band, the impedance of opening and a PCS receiving terminal is set to 50 ohms by the impedance of the DCS receiving terminal seen from the diplexer Dip1, and a PCS input signal is separated spectrally into a PCS receiving terminal side. PS2 can separate a DCS input signal and a PCS input signal spectrally in the above actuation.

[0044] Furthermore, simplification of a circuit is attained by carrying out an EGSM transmitting terminal and a DAMPS transmitting terminal in common. In this case, since a comparatively near frequency has EGSM transmission (880MHz - 915MHz) and DAMPS transmission (824MHz - 849MHz), power amplification can also be communalized. Simplification of a circuit is attained by carrying out a DCS transmitting terminal and a PCS transmitting terminal in common similarly. In this case, since a comparatively near frequency has DCS transmission (1710MHz - 1785MHz) and PCS transmission (1850MHz - 1910MHz), power amplification can also be communalized. According to the above example, EGSM, DAMPS, DCS, and the KUADDO band antenna switching circuit corresponding to PCS are obtained only by using one GaAs switch of SPDT, and miniaturization and low cost-ization can be attained.

[0045] Next, the high-pass filter for the cure against an electrostatic surge is explained. Drawing 13 is the representative circuit schematic showing the one example. In drawing 13, an inductor L1 is connected between an input terminal P1 and a gland, capacity C1 is inserted between an input terminal P1 and an output terminal P2, and the series resonant circuit which consists of an inductor L2 and capacity C2 is connected between the output terminal P2 and the gland. In this case, by

choosing the value of L1 and C1 suitably, an electrostatic surge is missed to a gland and a high-pass filter which transmits a RF signal by low loss is constituted. 50 or less nHs and C1 have [L1] desirable 10pF or less here. Moreover, the series resonant circuit which consists of L2 and C2 sets up the value of L and C so that it may be set up while the resonance frequency is 100MHz - 500MHz. In this case, 10pF or more and L2 have [C2] 50 or less desirable nHs. The electrostatic surge in said resonance frequency band which poses a problem by the electrostatic discharge by this can be absorbed to a gland, and the cure against an electrostatic surge can be performed more efficiently.

[0046] Drawing 14 is other examples of the high-pass filter circuit for an electrostatic surge cure. Although the role of inductors L1 and L2 and capacity C1 and C2 is the same as what was shown in drawing 13 in drawing 14, it differs in that the parallel resonant circuit which consists of capacity C3 and an inductor L3 is inserted between capacity C1 and an output terminal P2. By setting up so that it may have an attenuation pole in one N times the frequency of a sending signal, this parallel resonant circuit serves to remove the higher-harmonic noise signal sent from an antenna. Moreover, by adjusting the value of C3 and L3, adjustment of adjustment of the electrostatic whole surge circuit is attained, and it is more effective.

[0047] The case where the destruction by the electrostatic surge which may happen with an actual personal digital assistant contacts the antenna of a personal digital assistant where the body is charged is assumed. Generally Human Body Model is used as an approach of reproducing this situation experimentally. It is known from this model that the surge wave from the body has a dominant frequency component to DC-300MHz. Then, the damping property to DC-2GHz was measured about the electrostatic surge cure circuit of drawing 13 of this invention, and the circuit shown by drawing 18 (a) and (b). A damping property is shown in drawing 16 and a reflection property is shown in drawing 17, respectively. As a property comparison, supposing the 900MHz band and 1800MHz band which are shown by ** mark in drawing, the signal to pass was set up so that reflection property V.S.W.R in each band might become 1.5 or less, as shown in drawing 17 $R > 7$. To the magnitude of attenuation in the frequency band 300MHz or less which poses a problem from the damping property of drawing 16 by the electrostatic discharge being 5dB or less in the electrostatic surge cure circuit of drawing 18 (a) and (b), in the electrostatic surge cure circuit of drawing 13, it is 30dB or more, and the electrostatic surge cure circuit here has secured the a little more than (17 or more times) 25dB magnitude of

attenuation (the electrostatic surge removal effectiveness).

[0048] (Example 7) Drawing 15 is the example of the triple band antenna switching circuit equipped with the high-pass filter for the cure against an electrostatic surge. In the case of this example, SP3 T switch switches an EGSM sending signal and a DCS input signal to a splitter Dip1 among the signals outputted and inputted from the antenna terminal, switches a DCS/PCS sending signal and an EGSM input signal to a splitter Dip2, and switches to SAW of PCS reception of a PCS input signal, respectively. To a low pass filter LPF 1, it is EGSM. Bearing the role which decreases the Nth harmonics contained in the sending signal inputted from TX terminal, LPF2 is DCS/PCS. The role which decreases the Nth harmonics contained in the sending signal inputted from TX terminal is borne. SAW filters SAW1, SAW2, and SAW3 bear the role which removes the noise outside the receiving band included in an EGSM input signal, a DCS input signal, and a PCS input signal, respectively. A splitter Dip1 is connected to LPF1 and SAW2, and a splitter Dip2 is connected to LPF2 and SAW1.

[0049] An electrostatic surge cure circuit is inserted between the antenna terminal ANT and SP3 T switch, and absorbs to a gland the electrostatic surge inputted from the antenna. Although the inductor L3 shown within the dotted-line limit and the parallel resonant circuit which consists of capacitors C3 are options It is an attenuation pole when this parallel resonant circuit is prepared DCS/PCS By adjusting to one (3420MHz - 3820MHz) twice the frequency of Tx Since coincidence can be made to decrease transmission (3520MHz - 3660MHz) 4 times the frequency of EGSM, coincidence can be made to decrease 2 double magnitude of attenuation of DCS/PCS transmission, and the 4 time magnitude of attenuation of EGSM transmission. Moreover, since parallel resonant circuits L3 and C3 also have the function as a matching circuit, they are useful as an object for matching adjustment of the whole antenna switch. This electrostatic surge cure circuit may be suitably inserted between Dip and LPF, between Dip and SAW, etc. not only the antenna top but if needed. Moreover, although the notch filter is excluded in this example, it is undoubted that you may prepare combining the notch filter mentioned above. By the above, circuits, such as SP3 T switch, an SAW filter of reception, power amplification connected to a transmitting terminal, and low noise amplifier connected to a receiving terminal, can be efficiently protected from an electrostatic surge.

[0050] (Example 8) A part of transmission line which constitutes the diplexer in this invention, a low pass filter, and an adjustable notch filter, and capacity are GaAs(es), such as SPDT which could build in the

dielectric laminated circuit board and was used as a switching circuit, SP3T, and SP4T. Small and cheap multi-band antenna switch laminating module composite part is obtained by carrying chips, such as an FET switching device and resistance, capacity, and a choke coil, on said dielectric laminated circuit board. Drawing 7 showed the perspective view of the antenna switch laminating module composite part shown in the equal circuit of drawing 8. Since the transmission line and capacity which constitute diplexers Dip1 and Dip2, low pass filters LPF1 and LPF2, and the adjustable notch filter VNF are divided into two or more layers inside a layered product and printed, miniaturization lightweightization is attained. Moreover, in this example, the laminated circuit board uses the ceramic dielectric material (LTCC) in which low-temperature baking of 950 degrees C or less is possible, and the ceramic green sheet before baking used that whose sheet thickness is 40-200 micrometers so that it might be easy to form the transmission line and capacity. After carrying out two or more laminations of this ceramic green sheet, cutting into the piece of an individual and printing a side-face electrode, the layered product of antenna switch laminating module composite part is obtained by calcinating at 950 degrees C. Furthermore, the antenna switch laminating module composite part shown in the equal circuit of drawing 8 is obtained by mounting a GaAs FET switch, a chip resistor, a chip capacitor, and a choke coil on the obtained layered product.

[0051] (Other examples) Although the above example described the multi-band antenna switching circuit corresponding to EGSM, DCS, DAMPS, PCS, and W-CDMA Besides this, PDC800 band (810-960MHz), a GPS band (1575.42MHz), Effectiveness with the same said of cases, such as a PHS band (1895-1920MHz), a Bluetooth band (2400-2484MHz), and CDMA2000 spread is expected to be in the U.S., TD-SCDMA spread is expected to be in China, is expectable. Therefore, according to this invention, the antenna switching circuit of multimode multi-bands, such as a dual band and 3 band which controlled the amount of harmonic generations, four bands, and five bands, is obtained, and, moreover, a miniaturization and low-power-ization are attained as compared with the circuit using the conventional PIN diode.

[0052]

[Effect of the Invention] According to this invention, using FET switches, such as a GaAs switch, and two diplexers, a low pass filter can be connected to the transmitting terminal of a diplexer, and the higher-harmonic yield about which we are anxious when FET switches, such as a GaAs switch, are used by carrying out a notch filter between an

antenna terminal and a switch can be controlled. Moreover, if an electrostatic surge cure circuit is used, the electrostatic surge from an antenna terminal will be missed to a gland, and an electrostatic surge will be absorbed to a wide range frequency band, and the cure against an electrostatic discharge can be done more completely. Moreover, in order to build the transmission line of a diplexer and a switching circuit, and a part of capacity in a laminated circuit board and to unify, wiring with a diplexer and a switching circuit is also formed in the front face or the interior of a laminated circuit board, and loss by wiring is reduced, and the adjustment adjustment between both becomes easy. Furthermore, since chips, such as a switching device, resistance, capacity, and an inductor, are carried on a laminated circuit board, it becomes still smaller and cheap laminating module composite part. As compared with the circuit which used the conventional PIN diode, the miniaturization and low power of equipment of the communication device using these multi-band antenna switching circuits or multi-band antenna switch laminating module composite part become possible by the above.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block diagram of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS showing one example of this invention.

[Drawing 2] It is the block diagram showing an example of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS.

[Drawing 3] It is other examples concerning this invention, and is the block diagram of EGSM, DCS, and the antenna switching circuit corresponding to PCS.

[Drawing 4] It is other examples concerning this invention, and is the

block diagram of EGSM, DAMPS, DCS, and the antenna switching circuit corresponding to PCS.

[Drawing 5] It is other examples concerning this invention, and is the block diagram of EGSM, DAMPS, DCS, and the antenna switching circuit corresponding to PCS.

[Drawing 6] It is drawing showing the property of the adjustable notch filter used for this invention.

[Drawing 7] It is the perspective view of the antenna switch laminating module composite part corresponding to EGSM and DCS which is this invention.

[Drawing 8] It is the representative circuit schematic of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS shown in drawing 1 concerning this invention.

[Drawing 9] It is drawing showing the operating point of a PIN diode.

[Drawing 10] It is other examples concerning this invention, and is the representative circuit schematic of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS which used the adjustable notch filter of a reverse voltage impression mold.

[Drawing 11] It is the representative circuit schematic of EGSM, DAMPS and DCS which were shown in drawing 5 concerning this invention, and the antenna switching circuit corresponding to PCS.

[Drawing 12] It is other examples concerning this invention, and is the block diagram of EGSM, W-CDMA, DCS, and the antenna switching circuit corresponding to PCS.

[Drawing 13] It is the representative circuit schematic of the example of the high-pass filter for an electrostatic surge cure concerning this invention.

[Drawing 14] It is the representative circuit schematic of other high-pass filters for an electrostatic surge cure concerning this invention.

[Drawing 15] It is other examples concerning this invention, and is the block diagram of an antenna switching circuit using the high-pass filter for an electrostatic surge cure.

[Drawing 16] It is drawing showing the damping property of the electrostatic surge cure circuit of this invention.

[Drawing 17] It is drawing showing the reflection property of the electrostatic surge cure circuit of this invention.

[Drawing 18] It is the representative circuit schematic showing the example of an electrostatic surge cure circuit.

[Drawing 19] It is the block diagram of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS which used the PIN diode switch by the conventional technique.

[Drawing 20] It is drawing showing the equal circuit of the switching circuit which used the PIN diode switch by the conventional technique.

[Drawing 21] It is the block diagram of the antenna switching circuit corresponding to EGSM and DCS which used the GaAs switch by the conventional technique.

[Description of Notations]

ANT: Antenna terminal

TX: Transmitting terminal

RX: Receiving terminal

Dip, Dip1, Dip2: Diplexer

Dup: Duplexer

LPF1, LPF2: Low pass filter

SW, SW1, SW2: Switching circuit

VNF: Adjustable notch filter

L1-L17: The transmission line, an inductor, or a choke coil

C, C1-C19: Capacity

D: PIN diode

R: Resistance

VC, VC1, VC2, VC3: Control power source

1: Laminating dielectric

2: SPDT GaAs FET switch

3: Diode switch

4: Chip capacitor

5: Choke coil

6: Chip resistor

7: Side-face electrode terminal

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

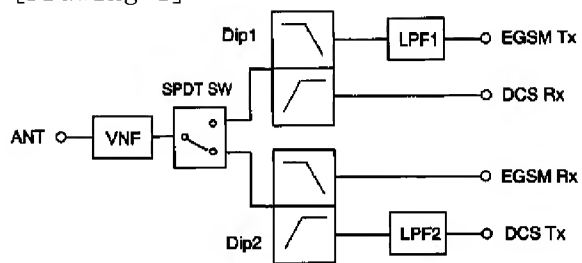
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. **** shows the word which can not be translated.

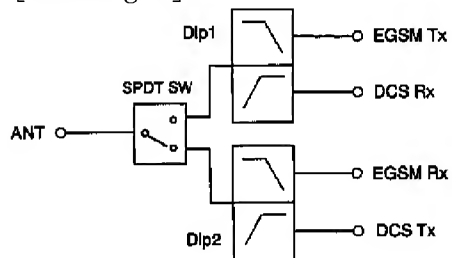
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

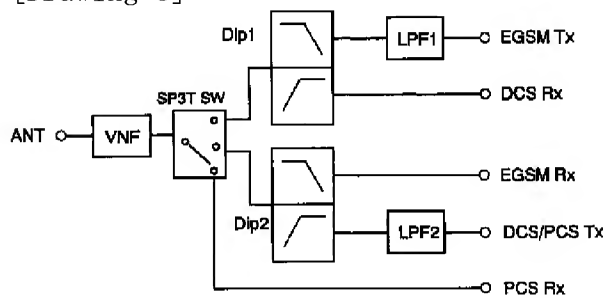
[Drawing 1]



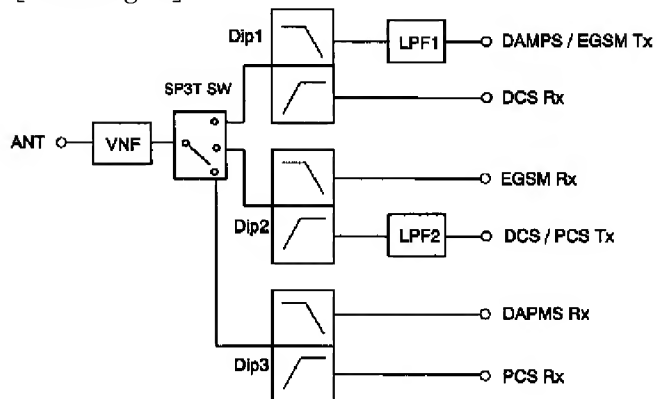
[Drawing 2]



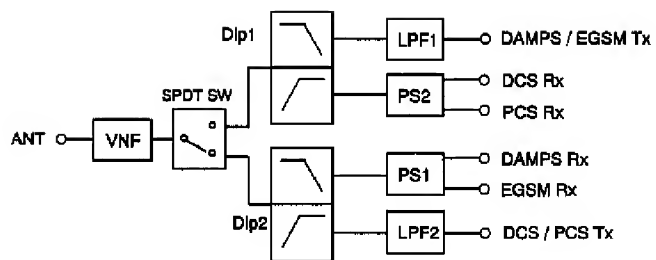
[Drawing 3]



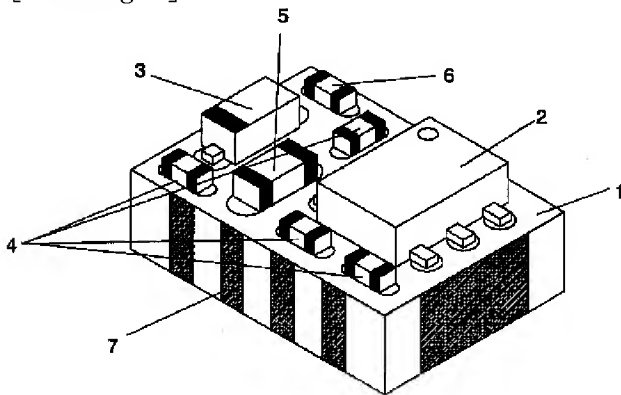
[Drawing 4]



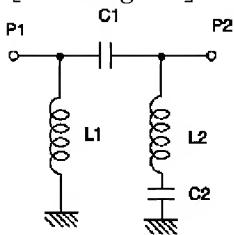
[Drawing 5]



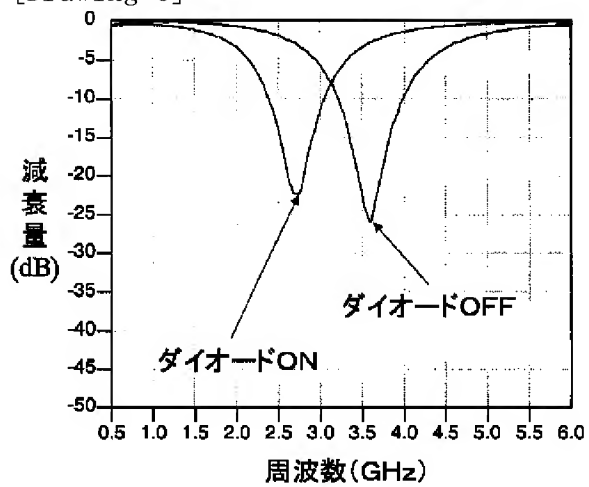
[Drawing 7]



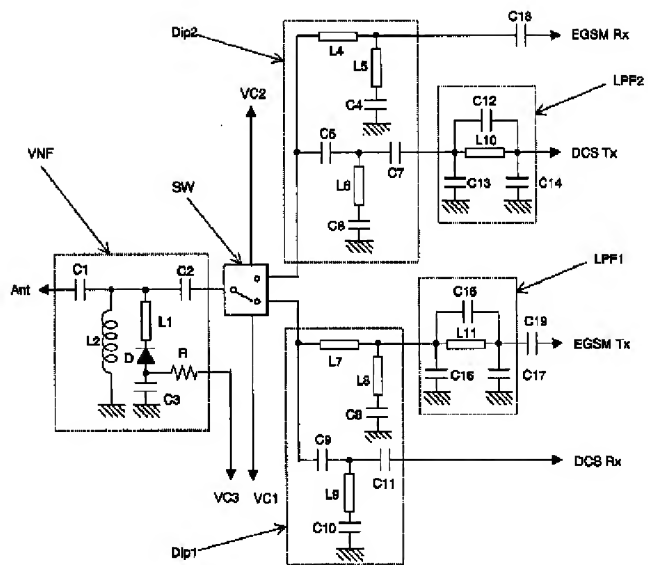
[Drawing 13]



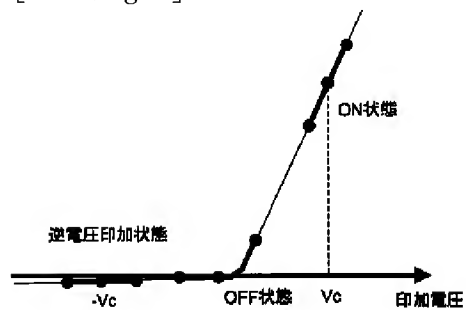
[Drawing 6]



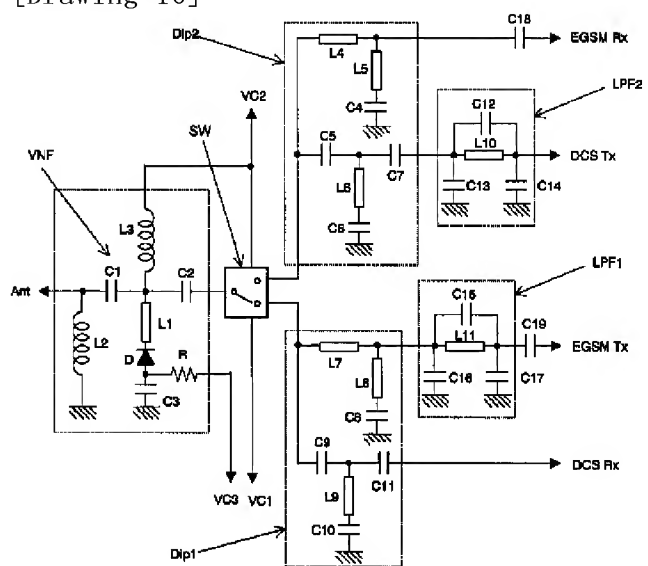
[Drawing 8]



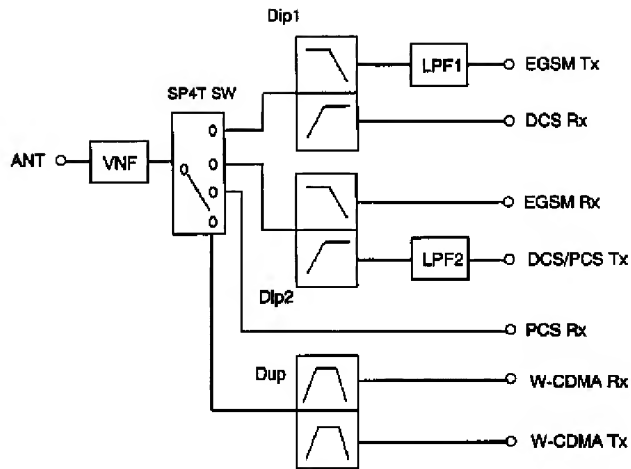
[Drawing 9]



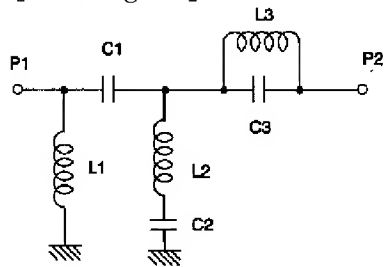
[Drawing 10]



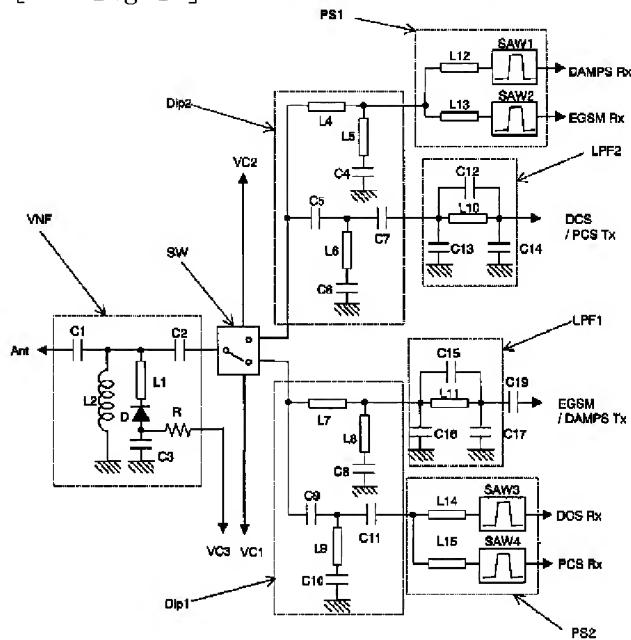
[Drawing 12]



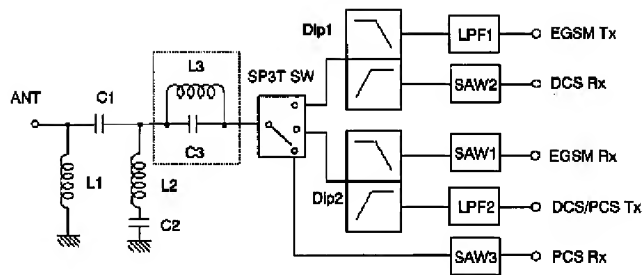
[Drawing 14]



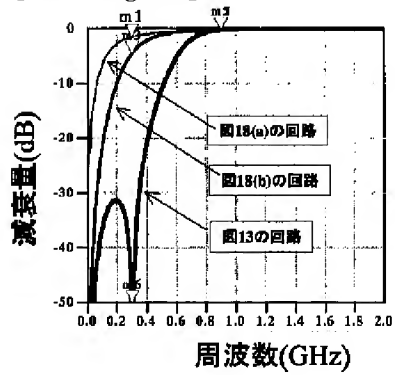
[Drawing 11]



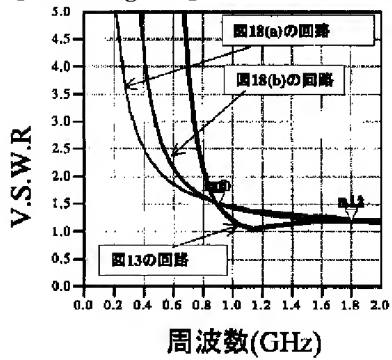
[Drawing 15]



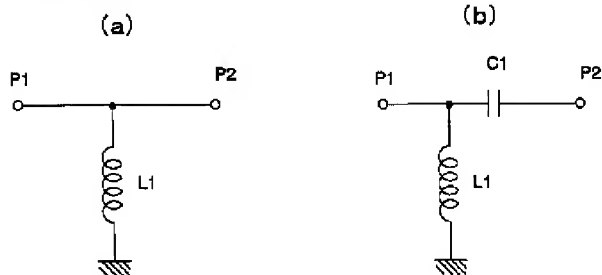
[Drawing 16]



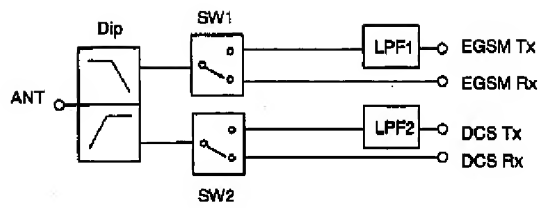
[Drawing 17]



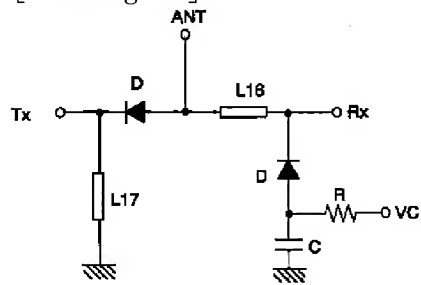
[Drawing 18]



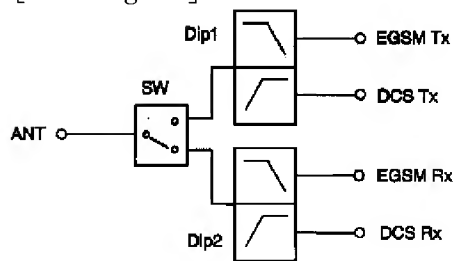
[Drawing 19]



[Drawing 20]



[Drawing 21]



[Translation done.]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2003-152588
(P2003-152588A)

(43)公開日 平成15年5月23日(2003.5.23)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 4 B 1/44

識別記号

F I

H 0 4 B 1/44

テーマコード(参考)

5 K 0 1 1

審査請求 未請求 請求項の数16 ○ L (全 14 頁)

(21)出願番号 特願2002-89023(P2002-89023)
(22)出願日 平成14年3月27日(2002.3.27)
(31)優先権主張番号 特願2001-264843(P2001-264843)
(32)優先日 平成13年8月31日(2001.8.31)
(33)優先権主張国 日本 (J P)

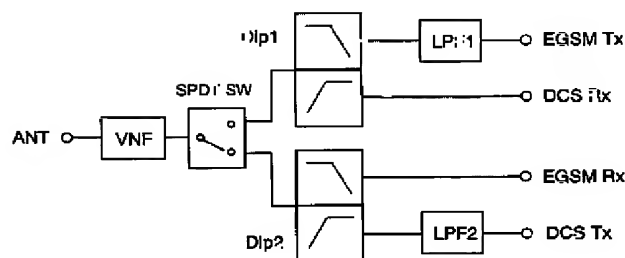
(71)出願人 000005083
日立金属株式会社
東京都港区芝浦一丁目2番1号
(72)発明者 深町 啓介
埼玉県熊谷市三ヶ尻5200番地 日立金属株
式会社先端エレクトロニクス研究所内
(72)発明者 剣持 茂
埼玉県熊谷市三ヶ尻5200番地 日立金属株
式会社先端エレクトロニクス研究所内
(72)発明者 武田 剛志
鳥取県鳥取市南栄町70番地2号 日立金属
株式会社鳥取工場内
Fターム(参考) 5K011 BA03 DA02 DA21 JA01 KA03

(54)【発明の名称】 マルチバンドアンテナスイッチ回路およびマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部
品並びにそれを用いた通信装置

(57)【要約】 (修正有)

【課題】 高調波発生量を抑制し、小型および低消費電力のマルチバンドアンテナスイッチ回路および積層部品を提供する。

【解決手段】 第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサDip1と、第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサDip2と、第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路SWとを有し、前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、前記アンテナ端子と前記スイッチ回路との間にノッチフィルタVNFを有するマルチバンドアンテナスイッチ回路、またこの回路を構成するマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサと、
第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、
第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、
前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、
前記スイッチ回路とアンテナとの間に、前記第1の送信端子又は前記第2の送信端子に入力される送信信号の2倍又は3倍の周波数を減衰させるフィルタを有することを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項2】 前記フィルタがノッチフィルタであり、インダクタ、ダイオード、容量、抵抗、および電源端子を有し、前記電源端子に印加する電圧により共振周波数が可変となることを特徴とする請求項1記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項3】 第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサと、
第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、
第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、
前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、
前記スイッチ回路とアンテナとの間に、ノッチフィルタを有することを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項4】 前記ノッチフィルタがインダクタ、ダイオード、容量、抵抗、および電源端子を有し、前記電源端子に印加する電圧により共振周波数が可変となることを特徴とする請求項3記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項5】 前記ノッチフィルタが前記ダイオードに逆電圧を印加するための逆電圧端子を有したことを特徴とする請求項2～4のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項6】 入力端子および出力端子を有し、前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第1のインダクタ、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第1の容量、前記出力端子に接続された第2のインダクタ、およびこの第2のインダクタとグラウンドに接続された第2の容量とからなるハイパスフィルタを、少なくとも

も前記ノッチフィルタとアンテナとの間に設けたことを特徴とする請求項2～5のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項7】 前記ハイパスフィルタの第2のインダクタと前記出力端子との間に第3のインダクタおよび第3の容量からなる並列共振回路を挿入したことを特徴とする請求項6記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項8】 第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサと、
第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、
第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、
前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、
前記スイッチ回路とアンテナとの間に、静電気放電によるサージ電圧をグラウンドへ吸収させるフィルタを有することを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項9】 前記フィルタが前記アンテナに接続される入力端子および前記スイッチ回路に接続される出力端子を有し、前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第1のインダクタ、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第1の容量、前記出力端子に接続された第2のインダクタ、およびこの第2のインダクタとグラウンドに接続された第2の容量とからなるハイパスフィルタであることを特徴とする請求項8記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項10】 第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサと、
第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、
第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、
前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、
前記スイッチ回路とアンテナとの間に、前記アンテナに接続される入力端子および前記スイッチ回路に接続される出力端子を有し、前記入力端子とグラウンドとの間に接続された第1のインダクタ、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第1の容量、前記出力端子に接続された第2のインダクタ、およびこの第2のインダクタとグラウンドに接続された第2の容量とからなるハイパスフィルタを有することを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項11】 前記ハイパスフィルタの第2のインダクタと前記出力端子との間に第3のインダクタおよび第3の容量からなる並列共振回路を挿入したことを特徴とする請求項9又は10に記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項12】 第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサと、第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、前記スイッチ回路とアンテナとの間に、静電気放電によるサージ電圧をグランドへ吸収させるフィルタと、前記第1の送信端子又は前記第2の送信端子に入力される送信信号の2倍又は3倍の周波数を減衰させるフィルタを有することを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項13】 前記第1の送信端子に接続された第1のローパスフィルタと、前記第2の送信端子に接続された第2のローパスフィルタとを有することを特徴とする請求項1～12のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項14】 前記スイッチ回路が、GaAs半導体からなることを特徴とする請求項1～13のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路。

【請求項15】 請求項1～14のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路を構成する伝送線路および容量の一部を積層基板に内蔵し、前記マルチバンドアンテナスイッチ回路の一部を構成するスイッチ素子、抵抗、容量およびインダクタなどのチップ部品を積層基板上に搭載したことを特徴とするマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品。

【請求項16】 前記請求項1～14のいずれかに記載のマルチバンドアンテナスイッチ回路、又は請求項15記載のマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を用いたことを特徴とする通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、マルチバンドアンテナスイッチ回路およびマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品及びこれらを用いた通信装置に関し、特に2つ以上の異なる周波数の信号を1つのアンテナを共用して送受信する無線通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】携帯無線通信システムには、例えば主に

欧州で盛んなEGSM (Extended Global System for Mobile Communications) 方式およびDCS (Digital Cellular System) 方式、米国で盛んなPCS (Personal Communication Service) 方式、日本で採用されているPDC (Personal Digital Cellular) 方式などの様々なシステムがあるが、昨今の携帯電話の急激な普及に伴い、特に先進国の主要な大都市部においては各システムに割り当てられた周波数帯域ではシステム利用者を賄いきれず、接続が困難であったり、通話途中で接続が切断するなどの問題が生じている。そこで、利用者が複数のシステムを利用できるようにして、実質的に利用可能な周波数の増加を図り、さらにサービス区域の拡充や各システムの通信インフラを有効活用することが提唱されている。

【0003】前記利用者が複数のシステムを利用したい場合には、各システムに対応した携帯通信機を必要な分だけ持つか、あるいは複数のシステムで通信できる小型軽量の携帯通信機を持つ必要がある。後者の場合、1台の携帯通信機で複数のシステムを利用可能とするには、システム毎の部品を用いて携帯通信機を構成すればよいが、信号の送信系においては、例えば希望の送信周波数の送信信号を通過させるフィルタ、送受信回路を切り換える高周波スイッチや送受信信号を入放射するアンテナ、また信号の受信系では、前記高周波スイッチを通過した受信信号の希望の周波数を通過させるフィルタ等の高周波回路部品が各システム毎に必要となる。このため、携帯通信機が高価になるとともに、体積および重量ともに増加してしまい携帯用としては不適であった。そこで複数のシステムに対応した小型軽量の高周波回路部品が必要になってきた。例えば、EGSMとDCSの2つのシステムに対応した携帯通信機に用いられるデュアルバンド対応の高周波スイッチモジュールが特開平11-225088号公報および特開2001-185902号公報、米国特許公報第5815804号に開示されている。

【0004】図19に示した前者の特開平11-225088号公報での従来技術のスイッチ回路では、EGSM送信端子(Tx)とEGSM受信端子(Rx)とを切り換えるスイッチ回路SW1とDCS送信端子(Tx)とDCS受信端子(Rx)とを切り換えるスイッチ回路SW2およびSW1とSW2に接続されるダイプレクサDip(分波器)を有する。SW1とSW2には図20に示したPINダイオードスイッチを利用したスイッチ回路が各々に利用される。したがって、EGSM、DCS対応の高周波スイッチモジュールではPINダイオードが合計4つ必要であり小型化の妨げになっていた。

【0005】これに対し後者のうち特開2001-185902号では図21に示すように、EGSM送信端子とDCS送信端子とを分波する送信側のダイプレクサDip1と、E

GSM受信端子とDCS受信端子とを分波する受信側のダイプレクサDip2およびDip1とDip2に接続されるスイッチ回路SWを有する。SWにはEGSM帯域～DCS帯域の広い帯域をカバーするためにGaAsスイッチなどのFETスイッチ1個が使用される。したがってPINダイオードスイッチを利用したスイッチ回路と比較すると小型化が可能であり、さらに消費電力の低減も可能となった。

【0006】他方、米国特許公報第5815804号では、EGSM受信端子とDCS送信端子とを分波するダイプレクサDip1と、EGSM送信端子とDCS受信端子とを分波するダイプレクサDip2と、Dip1とDip2に接続されるスイッチ回路SWとを有し、このSWには上記例と同様にGaAsスイッチなどのFETスイッチ1個が使用されている。

【0007】

【本発明が解決しようとする課題】図21の特開2001-185902号の従来技術ではEGSM送信モードにおいてスイッチ回路SWが送信側のダイプレクサDip1に接続されているため、DCS送信端子から入力されるDCS帯域の信号も通過させるという問題があった。EGSM送信モードの場合はDCS側のパワーアンプは動作しないように設定されているが、EGSM送信信号の2倍高調波による発振およびEGSM側のアンプとのクロストークのためにDCS側のパワーアンプからも僅かに信号を発生する。この現象は特にEGSMとDCSの2つのパワーアンプを1つのパッケージにまとめたデュアルパワーアンプの場合に顕著であり、-15dBm程度の信号がDCS側のパワーアンプから出力される場合がある。

【0008】つまり、EGSM送信モードにおいてEGSM送信帯域の2倍の周波数に相当する1.8GHz帯の信号がDCS送信端子に入力され、さらにダイプレクサDip1およびスイッチSWは1.8GHz帯域の信号をそのまま通過させてしまうため、EGSM送信の2倍高調波歪みがアンテナから放射され問題となる。このアンテナから放射される2倍高調波発生量は-36dBm以下が望ましく、図21の従来技術では回避できない問題点であった。

【0009】また、特開2001-185902号と米国特許第5815804号と共にスイッチ回路にGaAsスイッチを用いている。GaAsスイッチはPINダイオードを使用した回路と比較すると高調波歪みが発生しやすいという問題もある。特にEGSM送信では最大+36dBmの電力がGaAsスイッチに投入される場合があり、2倍高調波発生量を-36dBm以下に抑制するにはGaAsスイッチ自体で発生するEGSM送信信号の2倍高調波発生量を-72dBc以下にする必要がある。しかしながら、このような高調波発生量の少ないGaAsスイッチを入手することは現状困難である。なぜならGaAsスイッチの高調波発生量を低減するには電源電圧を増加することにより容易に実現可能であるが、携帯電話に用いる部品として電源電圧の増加はバッテリーの電源電圧の増加に相当するため採用できないためである。

【0010】さらに、ダイプレクサを用いずに複数の周波数の送受信信号をGaAsスイッチにより直接切り換える回路の場合には、静電気破壊に対して弱いという問題がある。よって、アンテナとGaAsスイッチの間に静電サージ対策用の回路を取り入れる必要がある。例えば従来の静電サージ対策としては、特開2001-44883号公報および特開2001-186047号公報などで開示されている。しかしながら、これらはPINダイオードを用いた回路用のものであり、これらの静電サージ対策回路はアンテナトップに使用するには相応しくなかった。

【0011】本発明では以上のような問題に鑑み、小型、低消費電力および高調波発生量を抑制した、また静電気破壊に対して強いマルチバンドアンテナスイッチ回路およびマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品並びにこれらを用いた通信装置を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明は従来のPINダイオードを使用したスイッチ回路の問題点であった小型化、低消費電力化などを解決するために、GaAsスイッチなどのFETスイッチ1つとダイプレクサ2つを用いた基本構成を有するマルチバンドアンテナスイッチ回路であり、GaAsスイッチなどのFETスイッチを使用した場合に懸念される高調波発生量を抑制するために、スイッチ回路とアンテナとの間に送信信号の2倍又は3倍の周波数を減衰させるフィルタを、例えばノッチフィルタを挿入したことを要旨とするものである。また、本発明はGaAsスイッチなどのFETスイッチ1つとダイプレクサ2つを用いた基本構成を有するマルチバンドアンテナスイッチ回路であり、GaAsスイッチなどのFETスイッチを使用した場合に問題となる静電気破壊を防止するために、スイッチ回路とアンテナとの間に静電気放電によるサージ電圧をグランドへ吸収させるフィルタを、例えばハイパスフィルタを挿入したことを要旨とするものである。

【0013】即ち、本発明は、第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサと、第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、前記スイッチ回路とアンテナとの間に、前記第1の送信端子又は前記第2の送信端子に入力される送信信号の2倍又は3倍の周波数を減衰させるフィルタを設けたマルチバンドアンテナスイッチ回路である。

【0014】また本発明は、第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサ

と、第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、前記スイッチ回路とアンテナとの間にノッチフィルタを設けたマルチバンドアンテナスイッチ回路である。

【0015】上記発明において、以下の構成を採ることは望ましいことである。前記ノッチフィルタがインダクタ、ダイオード、容量、抵抗、および電源端子を有し、前記電源端子に印加する電圧により共振周波数を可変とすること。前記ノッチフィルタに前記ダイオードに逆電圧を印加するための逆電圧端子を設けること。前記第1の送信端子に第1のローパスフィルタを、第2の送信端子に第2のローパスフィルタとを有すること。前記スイッチ回路はGaAs半導体から構成すること。入力端子および出力端子を有し、前記入力端子とグランドとの間に接続された第1のインダクタ、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第1の容量、前記出力端子に接続された第2のインダクタ、およびこの第2のインダクタとグランドに接続された第2の容量とからなるハイパスフィルタを、少なくとも前記ノッチフィルタとアンテナとの間に設けること。前記ハイパスフィルタの第2のインダクタと前記出力端子との間に第3のインダクタおよび第3の容量からなる並列共振回路を挿入すること。

【0016】本発明は、第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサと、第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、前記スイッチ回路とアンテナとの間に、静電気放電によるサージ電圧をグランドへ吸収させるフィルタを有するマルチバンドアンテナスイッチ回路である。

【0017】また本発明は、第1の送信端子と第2の受信端子と第1の共通端子を有する第1のダイプレクサと、第2の送信端子と第1の受信端子と第2の共通端子を有する第2のダイプレクサと、第1の送受信端子と第2の送受信端子とアンテナ端子を有し、前記第1の送受信端子と前記第2の送受信端子とのいずれか一方が、前記アンテナ端子に切り替え接続されるスイッチ回路とを有し、前記第1の共通端子が前記第1の送受信端子に接続され、前記第2の共通端子が前記第2の送受信端子に接続され、前記スイッチ回路とアンテナとの間に、前記

アンテナに接続される入力端子および前記スイッチ回路に接続される出力端子を有し、前記入力端子とグランドとの間に接続された第1のインダクタ、前記入力端子と前記出力端子との間に接続された第1の容量、前記出力端子に接続された第2のインダクタ、およびこの第2のインダクタとグランドに接続された第2の容量とからなるハイパスフィルタを有するマルチバンドアンテナスイッチ回路である。ここで、前記ハイパスフィルタの第2のインダクタと前記出力端子との間に第3のインダクタおよび第3の容量からなる並列共振回路を挿入しても良い。

【0018】本発明は、上記したマルチバンドアンテナスイッチ回路を構成する伝送線路および容量の一部を積層基板に内蔵し、前記マルチバンドアンテナスイッチ回路の一部を構成するスイッチ素子、抵抗、容量およびインダクタなどのチップ部品を積層基板上に搭載したマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品である。

【0019】さらに本発明は、上記したマルチバンドアンテナスイッチ回路、又はマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を用いた通信装置である。

【0020】

【発明の実施の形態】本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路は以上のような構成としたので、第1のダイプレクサは周波数帯域の異なる信号を第1の送信端子および第2の受信端子へ分波し、第2のダイプレクサは周波数の異なる帯域の信号を第2の送信端子および第1の受信端子へ分波する。さらにスイッチ回路はアンテナ端子と前記第1のダイプレクサとの間、あるいはアンテナ端子と前記第2のダイプレクサとの間の接続を切り換える。従って、第1の送信端子とアンテナ端子が接続されている場合は、第2の送信端子は前記スイッチ回路により遮断されているため、従来技術で問題であったOFF状態でのパワーアンプから出力される高調波歪みをアンテナ端子へ通過させることがない。同様に第2の送信端子とアンテナ端子が接続されている場合は、第1の送信端子は前記スイッチ回路により遮断されているため、従来技術で問題であったOFF状態のパワーアンプから出力される高調波歪みをアンテナ端子へ通過させることがない。

【0021】また、本発明において第1の送信端子に接続される第1のローパスフィルタは、前記第1の送信端子に入力されるパワーアンプから出力された送信信号に対して、基本周波数の信号のみを通過させ、高次高調波歪みを低減する。同様に第2の送信端子に接続される第2のローパスフィルタは、前記第2の送信端子に入力されるパワーアンプから出力された送信信号に対して、基本周波数の信号のみを通過させ、高次高調波歪みを低減する。そして、スイッチ回路とアンテナとの間に接続されたローパスフィルタであるとかノッチフィルタは、送

信信号の2倍もしくは3倍の周波数に減衰極をもつように調整されている。したがってこれらのフィルタを接続することにより、前記スイッチ回路で発生する2次あるいは3次高調波歪みをも効果的に低減することができる。

【0022】また、本発明のノッチフィルタは、インダクタ、ダイオードスイッチ、容量、抵抗、および電源端子により構成され、前記電源端子に印加する電圧によりノッチフィルタの共振周波数を変化させることが可能となる。したがって、ノッチフィルタの減衰極を第1の送信端子がアンテナ端子に接続される場合には、第1の送信信号の2倍あるいは3倍高調波の周波数に設定し、第2の送信端子がアンテナ端子に接続される場合には、第2の送信信号の2倍あるいは3倍高調波の周波数に設定することにより、両方の帯域の高調波発生量を同時に低減可能となる。また、前記ノッチフィルタを構成するダイオードスイッチに電圧が印加されていない状態ではノッチフィルタ自体が高調波歪みを発生する。これを回避するためには前記ダイオードスイッチに逆電圧を印加するための逆電圧端子を設けることが有効である。

【0023】本発明に使用されるスイッチ回路には前記ダイプレクサに入出力される低周波数および高周波数の信号を低損失で通過させる必要があるため、通過帯域の広いGaAs FETスイッチなどが用いられる。しかし、GaAs FETスイッチはPINダイオードなどと比較すると静電気破壊に対して弱いというデメリットがある。これに対しては、スイッチ回路とアンテナとの間に静電サージ電圧をグラウンドへ吸収させるフィルタを設けることにより解消できる。より具体的なハイパスフィルタによれば第1のインダクタと第1の容量により静電気放電によるサージ電圧をグラウンド側へ逃がし、第2のインダクタとグラウンドに接続された第2の容量からなる直列共振回路により共振周波数帯での静電サージを効果的にグラウンドへ吸収すると共に900MHz帯域～1.8GHz帯域までの広帯域での整合を取ることが出来る。

【0024】また、マルチバンドアンテナスイッチ回路を構成するダイプレクサとスイッチ回路の伝送線路および容量の一部を積層基板に内蔵し一体化するため、ダイプレクサとスイッチ回路との配線も積層基板の表面又は内部に形成され、配線による損失を低減し、また両者間の整合調整が容易となる。一方、マルチバンドアンテナスイッチ回路の一部を構成するスイッチ素子、抵抗、容量およびインダクタなどのチップ部品は積層基板上に搭載することにより、小型で安価なマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品が得られる。また、これらのマルチバンドアンテナスイッチ回路、又はマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品を用いた通信装置は装置の小型化と低消費電力仕様となる。以上のことより、本発明のアンテナスイッチ回路およびマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品並

びに通信装置は、パワーアンプでの高調波発生量およびスイッチ回路での高調波発生量の抑制、GaAs FETスイッチの静電破壊の保護、小型化、低コスト化、低消費電力化を図ることができる。

【0025】以下、本発明に係るマルチバンドアンテナスイッチ回路、およびマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品並びに通信装置の実施形態について図面を参照して説明する。まず、図2は本発明に係るマルチバンドアンテナスイッチ回路の一例である、EGSM、DCS対応のアンテナスイッチ回路のブロック図を示す。第1のダイプレクサDip1はEGSM送信信号(880MHz～915MHz)とDCS受信信号(1805MHz～1880MHz)を分波合成する。第2のダイプレクサDip2はEGSM受信信号(925MHz～960MHz)とDCS送信信号(1710MHz～1785MHz)を分波合成する。スイッチ回路SWはDip1およびDip2に接続され、アンテナ端子ANTとDip1との間、あるいはANT端子とDip2の間の接続を切り換える。この場合、スイッチ回路はEGSMおよびDCS帯域の信号を低損失で通過させる必要があり、通過帯域の広いSPDT(Single Pole Dual Throw)と呼ばれるGaAs FETスイッチなどが用いられる。従って、ANT端子とDip1が接続し、EGSM送信端子とANT端子が接続されている場合は、DCS送信端子はSWにより遮断される。EGSM送信モードの場合はDCS側のパワーアンプは動作しないように設定されているが、EGSM送信信号の2倍高調波による発振およびEGSM側のアンプとのクロストークのためにDCS側のパワーアンプからも僅かに信号を発生する。つまり、EGSM側のパワーアンプで発生したEGSM送信信号の2倍高調波(1760MHz～1830MHz)が、EGSMとDCSのパワーアンプ間のクロストークによりDCS送信端子から入力され、Dip2を通過する。しかしSWによりANT端子とDip2の間が遮断されるためANT端子側には通過できないことになる。これに対し、図21の従来技術ではEGSM送信モードにおいてDCS送信端子とANT端子間が接続されているため、EGSM送信信号の2倍高調波はANT端子へ通過してしまい問題であった。以上のことより本発明の回路構成により、まずはEGSM送信モードにおけるEGSM送信信号の2倍高調波発生量を低減可能となる。

【0026】(実施例1)図1は本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路の一実施例である、EGSM、DCS対応のアンテナスイッチ回路のブロック図を示す。この実施例では上記実施例の回路に加えて、Dip1とEGSM送信端子の間にローパスフィルタLPF1、Dip2とDCS送信端子の間にローパスフィルタLPF2、ANTとSWとの間に可変ノッチフィルタVNFがそれぞれ挿入されている。LPF1はEGSM送信信号に含まれる高次高調波歪みを抑制するため、EGSM送信信号のみを通過し、EGSM送信信号の2倍以上の周波数を減衰するような特性のフィルタが用いられる。同様にLPF2はDCS送信信号に含まれる高次高調波歪みを抑制するため、DCS送信信号のみを通過し、DCS送信信号の2倍以上の周波数を減衰するような特性のフィルタが用

いられる。したがってパワーアンプで発生される高調波歪みがLPF1、LPF2により低減されるため、アンテナから放射される高調波発生量を低減可能である。さらに、可変ノッチフィルタVNFは前記GaAs FETスイッチで発生する高調波発生量を低減するために、EGSM送信モードにおいてはEGSM送信信号の2倍あるいは3倍の周波数に減衰極をもつようなノッチフィルタであり、DCS送信モードにおいてはDCS送信信号の2倍あるいは3倍の周波数に減衰極をもつような特性のノッチフィルタが望ましく、本実施例ではEGSM、DCS各モードにおいて上記のように共振周波数が変化する可変ノッチフィルタを採用した。したがってGaAs FETスイッチで発生する高調波歪みをVN Fにより低減可能である。尚、本発明では実施例のような可変ノッチフィルタVNFに限るものではなく、通常のノッチフィルタNFを用いても良いことは言うまでもない。さらに言えばノッチフィルタに限るものでもなく、要は各種送信信号の2倍又は3倍の周波数を減衰させるフィルタであれば良い。

【0027】図8に本実施例の具体的な等価回路の一例を示した。ダイプレクサDip1は伝送線路またはインダクタL7～L9および容量C8～C11により構成される。L8とC8は直列共振回路を形成し、DCS受信帯域に共振周波数を持つように設計することが望ましい。本実施例では1.8GHzに減衰極をあわせた。L9とC10は直列共振回路を形成し、EGSM送信帯域に共振周波数を持つように設計することが望ましい。本実施例では0.9GHzに減衰極をあわせた。この回路により、EGSM送信信号とDCS受信信号を分波合成することが可能となる。ダイプレクサDip2は伝送線路またはインダクタL4～L6および容量C4～C7により構成される。L5とC4は直列共振回路を形成し、DCS送信帯域に共振周波数を持つように設計することが望ましい。本実施例では1.8GHzに減衰極をあわせた。L6とC6は直列共振回路を形成し、EGSM受信帯域に共振周波数を持つように設計することが望ましい。本実施例では0.9GHzに減衰極をあわせた。この回路により、DCS送信信号とEGSM受信信号を分波合成することが可能となる。

【0028】ローパスフィルタLPF1は、伝送線路またはインダクタL11および容量C15～C17により構成される。このときL11とC15は並列共振回路を形成し、その共振周波数はEGSM送信周波数の2倍あるいは3倍に設定するのが望ましい。本実施例では3倍の2.7GHzに設定した。この回路によりパワーアンプで発生するEGSM送信の3倍高調波発生量の低減が可能となる。ローパスフィルタLPF2は、伝送線路またはインダクタL10および容量C12～C14により構成される。このときL10とC12は並列共振回路を形成し、その共振周波数はDCS送信周波数の2倍あるいは3倍に設定するのが望ましい。本実施例では2倍の3.6GHzに設定した。この回路によりパワーアンプで発生するDCS送信の2倍高調波発生量の低減が可能となる。

【0029】可変ノッチフィルタVNFは、伝送線路また

はインダクタL1、チョークコイルL2、容量C1～C3、ダイオードスイッチDおよび抵抗Rにより構成される。L1、DおよびC3は直列共振回路を形成し、その共振周波数はダイオードDのON/OFF状態により変化する。通常ダイオードはON状態ではショートに近く、OFF状態では0.1～1.0pFの容量値をもつ。このため、ON状態ではL1とC3の直列共振回路、OFF状態ではL1とC3およびダイオードの容量値との直列共振回路を形成する。本実施例で使用したVNFの特性を図6に示す。ダイオードがON状態ではEGSM送信信号の3倍の周波数（約2.7GHz）に減衰極をもち、ダイオードがOFF状態ではDCS送信信号の2倍の周波数（約3.6GHz）に減衰極をもつ特性が得られる。なお、ダイオードがONの場合の共振周波数、およびOFFの場合の共振周波数は、L1およびC3の組み合わせにより任意に調整可能である。ダイオードDがON状態となるためにはダイオードに約0.7V以上の電圧を印加して直流電流を流す必要があり、チョークコイルL2はこの直流電流を流すために必要である。また、L2はEGSMおよびDCS帯域の信号に対し、インピーダンスが大きくなるように20nH～100nHが望ましい。本実施例では27nHを使用した。また、抵抗RはダイオードDに流れる電流値を制限する。本実施例では1kΩを使用した。

【0030】尚、チョークコイルL2はアンテナ直下で、かつグランドに接続されているため、外部から静電サージが加わった場合でもL2によりサージがグランドへ逃げやすくなる。このため、SW回路およびそれ以降に接続されるSAWフィルタ、パワーアンプ、ローノイズアンプなどの静電破壊に対して弱い部品の保護という機能も兼ね備えたアンテナスイッチ回路となっている。また、あるいは下記する図18（a）（b）のようなインダクターを挿入した回路を設けることによって静電気放電によるサージ電圧をグランドへ吸収させるフィルタの作用をなし、GaAsスイッチを用いたアンテナスイッチ回路においては有効である。しかしながら、（b）ではインダクタおよび容量を多数必要とするため、小型化、低コスト化の妨げになり、挿入損失の劣化の原因にもなっていた。（a）では分波器の一部にインダクタを追加したものであり、GaAsスイッチを静電サージから保護するためにはグランドに落ちるインダクタを5nH以下に設定する必要があるが、アンテナトップに5nH以下のインダクタを接続した場合900MHz帯域～1.8GHz帯域までの広帯域での整合を取ることが困難になる。これらの不具合を解消するためには後述するハイパスフィルタ回路を用いることがより望ましい。

【0031】スイッチ回路SWは、Dip1、Dip2、およびVN Fに接続され、VC1がHighの場合はVNF～Dip1間が接続され、VNF～Dip2間は遮断される。逆にVC2がHighの場合はVNF～Dip2間が接続され、VNF～Dip1間は遮断される。C1、C2、C18、C19はスイッチ回路SWの切り換え、ダイオードDのON/OFFのために必要なDCカットコンデンサであ

る。

【0032】表1に本実施例の動作モードと電源電圧の関係を示した。表1の電源電圧レベルのHighは+1V～+5V、Lowは-0.5V～+0.5Vが望ましい。EGSM送信モードにおいてはVC1、VC3がHighでVC2がLowになり、SWはANTとDip1との間を接続し、ANTとDip2はオープンになる。また、ノッチフィルタVNFの共振周波数はダイオードDがON状態になるため、EGSM送信信号の3倍の周波数約2.7GHzになる。DCS送信モードにおいてはVC2がHighでVC1、VC3がLowになり、SWはANTとDip2との間を接続し、ANTとDip1はオープンになる。また、ノッチフィルタVNFの共振周波数はダイオードDがOFF状態になるため、DCS送信信号

の2倍の周波数約3.6GHzになる。EGSM受信モードにおいてはVC2がONでVC1、VC3がLowになり、SWはANTとDip2との間を接続し、ANTとDip1はオープンになる。また、ノッチフィルタVNFの共振周波数はダイオードDがOFF状態になるため、約3.6GHzになる。DCS受信モードにおいてはVC1がONでVC2、VC3がLowになり、SWはANTとDip1との間を接続し、ANTとDip2はオープンになる。また、ノッチフィルタVNFの共振周波数はダイオードDがOFF状態になるため、約3.6GHzになる。

【0033】

【表1】

モード	電源電圧			VNFの減衰率
	VC1	VC2	VC3	
EGSM Tx	High	Low	High	2.7GHz
DCS Tx	Low	High	Low	3.6GHz
EGSM Rx	Low	High	Low	3.6GHz
DCS Rx	High	Low	Low	3.6GHz

【0034】次に、本実施例による高調波抑制効果について測定した結果を表2に示す。測定は図2のようにノッチフィルタがない場合と図1の実施例のようにノッチフィルタ等を設けた本発明の場合について、2倍、3倍高調波（2f、3f）の減衰量（dB）の特性値を測定した。この結果から明らかなように本発明によって20dB以上の抑制効果が確認できた。以上の実施例により、本発明の

アンテナスイッチ回路によれば、パワーアンプでの高調波発生量の抑制、スイッチ回路での高調波発生量の抑制、および静電破壊の保護などが可能であることが明らかである。

【0035】

【表2】

高調波	ノッチフィルタ有（図1）	ノッチフィルタ無（図2）
2 f	- 7.5 dBc	- 5.3 dBc
3 f	- 8.0 dBc	- 6.0 dBc

【0036】（実施例2）次に、図10に本発明の他の実施例である、EGSM、DCS対応のアンテナスイッチ回路の等価回路図を示す。この実施例では実施例1の図8に示した可変ノッチフィルタVNFを変更したものである。本実施例のVNFは伝送線路またはインダクタL1、チョークコイルL2、L3、容量C1～C3、ダイオードスイッチDおよび抵抗Rにより構成される。L1、DおよびC3は直列共振回路を形成し、実施例1と同様にその共振周波数はダイオードDのON/OFF状態により変化する。本実施例に示したVNFはダイオードDに逆電圧が印加可能であることが特徴である。

【0037】一般的にダイオードなどの非線形デバイスに高電力の高周波信号を投入すると、高調波歪みが発生することが知られている。特にPINダイオードの場合にはOFF状態の時に顕著である。この理由は図9に示すダイオードのV-I特性からも明らかであり、ON状態ではコントロール電源の電圧Vcにより比較的線形性の良い動作点でダイオードが駆動しているため、高周波信号による電圧変動に対しても線形的な応答をするため高調波発生量は少ない。これに対し、OFF状態ではV=0付近が動作点となり、高周波信号による電圧変動に対しても非線形的な応

答をする。このため高調波発生量が大きくなる。本実施例の動作モードと電源電圧の関係は表1と同様である。実施例1との違いは、DCS送信モードにおいて、VC2がHigh、VC3がLowとなり、ダイオードDに逆電圧が印加できることである。ダイオードに逆電圧を印加した場合、図9に示すように高周波信号による電圧変動に対しても線形的な応答をするためノッチフィルタでの高調波発生量が低減できる。DCS送信モードにおいてはVC2がHighでVC1、VC3がLowになり、SWはANTとDip2との間を接続し、ANTとDip1はオープンになる。また、ノッチフィルタVNFの共振周波数はダイオードDがOFF状態になるが逆電圧がかかっている。チョークコイルL3はEGSMおよびDCS帯域の信号に対し、インピーダンスが大きくなるように20nH～100nHが望ましい。本実施例では27nHを使用した。また、抵抗RはダイオードDに流れる電流値を制限する。本実施例では1kΩを使用した。さらにインダクタL2をANT直下に接続することにより静電破壊保護機能も実現可能となっている。以上の実施例により、実施例1の問題点であるダイオードDのOFF状態での高調波発生量を低減可能なマルチバンドアンテナスイッチ回路が得られる。

【0038】（実施例3）図3に本発明の他の実施例で

ある、EGSM、DCS、PCS対応のトリプルバンドアンテナスイッチ回路のブロック図を示す。この実施例は実施例1のスイッチ回路にPCS受信端子を加えたものである。尚、本発明はGaAsスイッチ等のFETスイッチ1つとダイプレクサ2つを用いた基本構成を備えたアンテナスイッチ回路に関しており、この基本構成を備えている限り、他に複数の送受信系システムが加わろうとも本発明のマルチバンドアンテナスイッチ回路であると言える。以下の実施例についても同様である。さて、本実施例ではこのスイッチとしてSP3T (Single Pole 3 Throw) とよばれるGaAs FETスイッチを使用した。さらにDCS送信端子とPCS送信端子を共通にすることにより、回路の簡略化が可能となる。この場合、DCS送信(1710MHz~1785MHz)とPCS送信(1850MHz~1910MHz)とが比較的近い周波数にあるため、パワーアンプも共通化可能である。他詳細な説明は上記実施例と同様であるので省略するが、本実施例によればEGSM、DCS、PCS対応のトリプルバンドアンテナスイッチ回路が得られる。

【0039】(実施例4) 図4に本発明の他の実施例である、EGSM、DAMPS、DCS、PCS対応のクワッドバンドアンテナスイッチ回路のブロック図を示す。この実施例では実施例4のスイッチ回路にダイプレクサDip3を接続し、DAMPS受信端子を追加した回路になっている。さらにEGSM送信端子とDAMPS送信端子を共通にすることにより、回路の簡略化が可能となる。この場合、EGSM送信(880MHz~915MHz)とDAMPS送信(824MHz~849MHz)とが比較的近い周波数にあるため、パワーアンプも共通化可能である。以上本実施例によればEGSM、DAMPS、DCS、PCS対応のクワッドバンドアンテナスイッチ回路が得られる。

【0040】(実施例5) 図12に本発明の他の実施例である、EGSM、DCS、PCS、W-CDMA対応のクワッドバンドアンテナスイッチ回路のブロック図を示す。本例のスイッチとしてSP4T (Single Pole 4 Throw) とよばれるGaAs FETスイッチを使用した。さらにW-CDMA送受信端子の後段にデュプレクサDupを接続した回路となっている。この場合、デュプレクサDupはW-CDMA帯域(1920MHz~2170MHz)の送受信信号を分波合成し、W-CDMAの送信と受信を切り換えることができ、TDMA系とCDMA系の異なるシステムにも対応できる。以上本実施例によればEGSM、DCS、PCS、W-CDMA対応のクワッドバンドアンテナスイッチ回路が得られる。

【0041】(実施例6) 一般的にGaAsスイッチはダイオードスイッチと比較すると高価であり、さらに実施例3、実施例4で使用したSP3T型、実施例5で使用したSP4T型のGaAsスイッチは実施例1、2で使用したSPDT型のGaAsスイッチより更に高価となり携帯電話端末に使用する部品としては不向きである。その点の一つの改良として図5に本発明の他の実施例である、EGSM、DAMPS、DCS、PCS対応のクワッドバンドアンテナスイッチ回路のブ

ロック図を示す。本実施例では実施例1の回路に加えて、Dip1に位相分波器PS2、Dip2に位相分波器PS1を接続した回路になっている。この実施例で使用するGaAsスイッチはSPDTであるため、SP3T、SP4Tを使用した場合と比較すると低コストの部品が実現可能となる。図11に本実施例の具体的な等価回路を示す。Dip1、Dip2、SW、LPF1、LPF2およびVNFは実施例1で説明したものと同じであるのでここでの説明は省略する。

【0042】位相分波器PS1は伝送線路L12、L13、DAMPS受信用のSAWフィルタSAW1、およびEGSM受信用のSAWフィルタSAW2より構成される。伝送線路L13はDAMPS受信周波数(869MHz~894MHz)で共振するように伝送線路の長さが調節された $\lambda/4$ 共振器である。伝送線路L12はEGSM受信周波数(925MHz~960MHz)で共振するように伝送線路の長さが調節された $\lambda/4$ 共振器である。 $\lambda/4$ 共振器は終端条件によりインピーダンスが大きく変化する特性を持ち、50 Ω 終端の場合は50 Ω 、ショート終端の場合はオープン、オープン終端の場合にはショートのインピーダンスを持つ。一方SAWフィルタの特性は、通過帯域では50 Ω 、通過帯域近傍の周波数ではショートに近いインピーダンスを持つ。したがって、DAMPS受信帯域においては、ダイプレクサDip2から見たEGSM受信端子のインピーダンスはオープン、DAMPS受信端子のインピーダンスは50 Ω になり、DAMPS受信信号はDAMPS受信端子側へ分波される。逆にEGSM受信帯域においては、ダイプレクサDip2から見たDAMPS受信端子のインピーダンスはオープン、EGSM受信端子のインピーダンスは50 Ω になり、EGSM受信信号はEGSM受信端子側へ分波される。以上の動作でPS1はDAMPS受信信号とEGSM受信信号とを分波できる。

【0043】位相分波器PS2は伝送線路L14、L15、DCS受信用のSAWフィルタSAW3、およびPCS受信用のSAWフィルタSAW4より構成される。伝送線路L15はDCS受信周波数(1805MHz~1880MHz)で共振するように伝送線路の長さが調節された $\lambda/4$ 共振器である。伝送線路L14はPCS受信周波数(1930MHz~1990MHz)で共振するように伝送線路の長さが調節された $\lambda/4$ 共振器である。 $\lambda/4$ 共振器は終端条件によりインピーダンスが大きく変化する特性を持ち、50 Ω 終端の場合は50 Ω 、ショート終端の場合はオープン、オープン終端の場合にはショートのインピーダンスを持つ。一方SAWフィルタの特性は、通過帯域では50 Ω 、通過帯域近傍の周波数ではショートに近いインピーダンスを持つ。したがって、DCS受信帯域においては、ダイプレクサDip1から見たPCS受信端子のインピーダンスはオープン、DCS受信端子のインピーダンスは50 Ω になり、DCS受信信号はDCS受信端子側へ分波される。逆にPCS受信帯域においては、ダイプレクサDip1から見たDCS受信端子のインピーダンスはオープン、PCS受信端子のインピーダンスは50 Ω になり、PCS受信信号はPCS受信端子側へ分波される。以上の動作でPS2はDCS受信信号とPCS受信信号とを分波できる。

【0044】さらに、EGSM送信端子とDAMPS送信端子を共通にすることにより、回路の簡略化が可能となる。この場合、EGSM送信（880MHz～915MHz）とDAMPS送信（824MHz～849MHz）とが比較的近い周波数にあるため、パワーアンプも共通化可能である。同様にDCS送信端子とPCS送信端子を共通にすることにより、回路の簡略化が可能となる。この場合、DCS送信（1710MHz～1785MHz）とPCS送信（1850MHz～1910MHz）とが比較的近い周波数にあるため、パワーアンプも共通化可能である。以上の実施例によれば、SPDTのGaAsスイッチ1個を使用するだけでEGSM、DAMPS、DCS、PCS対応のクアッドバンドアンテナスイッチ回路が得られ、小型化、低コスト化が図れる。

【0045】次に、静電サージ対策用のハイパスフィルタについて説明する。図13はその一実施例を示す等価回路図である。図13においてインダクタL1は入力端子P1とグランドとの間に接続され、容量C1は入力端子P1と出力端子P2との間に挿入され、インダクタL2と容量C2からなる直列共振回路は出力端子P2とグランドとの間に接続されている。この場合、L1とC1の値を適宜選択することによって静電サージはグランドへ逃がし、高周波信号は低損失で伝達するようなハイパスフィルタが構成される。ここでL1は50nH以下、C1は10pF以下が望ましい。また、L2およびC2からなる直列共振回路は、その共振周波数が100MHz～500MHzの間に設定されるようにL、Cの値を設定する。この場合C2は10pF以上、L2は50nH以下が望ましい。これにより静電破壊で問題となる前記共振周波数帯での静電サージをグランドへ吸収することができ、静電サージ対策をより効率的に行うことが出来る。

【0046】図14は静電サージ対策用ハイパスフィルタ回路の他の実施例である。図14においてインダクタL1、L2、容量C1、C2の役割は図13に示したものと同一であるが、容量C1と出力端子P2の間に容量C3およびインダクタL3から構成される並列共振回路が挿入されている点異なる。この並列共振回路は送信信号のN倍の周波数に減衰極を持つように設定することにより、アンテナから発信する高調波ノイズ信号を除去する働きをする。また、C3、L3の値を調整することにより静電サージ回路全体の整合が調整可能となり、より効果的である。

【0047】実際の携帯端末で起こりうる静電サージによる破壊は、人体が帯電した状態で携帯端末のアンテナに接触した場合が想定される。この状況を実験的に再現する方法としてHuman Body Modelが一般的に用いられる。このモデルより人体からのサージ波形はDC～300MHzまでの周波数成分が支配的であることが知られている。そこで、本発明の図13の静電サージ対策回路と図18(a)(b)で示す回路についてDC～2GHzまでの減衰特性を測定した。図16に減衰特性を、図17に反射特性をそれぞれ示す。特性比較として、通過させる信号は図中△印で示す900MHz帯域、1800MHz帯域を想定し、図17に示すようにそれぞれの帯域での反射特性V.S.W.Rが

1.5以下となるように設定した。図16の減衰特性より静電破壊で問題となる300MHz以下の周波数帯での減衰量は、図18(a)(b)の静電サージ対策回路では5dB以下であるのに対し、図13の静電サージ対策回路では30dB以上であり、こちらの静電サージ対策回路の方が25dB強（17倍以上）の減衰量（静電サージ除去効果）が確保できている。

【0048】（実施例7）図15は静電サージ対策用のハイパスフィルタを備えたトリプルバンドアンテナスイッチ回路の実施例である。この例の場合SP3Tスイッチはアンテナ端子から入出力された信号のうちEGSM送信信号、DCS受信信号を分波器Dip1へ切り換え、DCS/PCS送信信号、EGSM受信信号を分波器Dip2へ切り換え、PCS受信信号をPCS受信のSAWへそれぞれ切り換えを行う。ローパスフィルタLPF1へはEGSM TX端子から入力される送信信号に含まれるN次高調波歪を減衰する役割を担い、LPF2はDCS/PCS TX端子から入力される送信信号に含まれるN次高調波歪を減衰する役割を担う。SAWフィルタSAW1、SAW2、SAW3はそれぞれEGSM受信信号、DCS受信信号、PCS受信信号に含まれる受信帯域外のノイズを除去する役割を担う。分波器Dip1はLPF1およびSAW2に接続され、分波器Dip2はLPF2およびSAW1に接続される。

【0049】静電サージ対策回路はアンテナ端子ANTとSP3Tスイッチの間に挿入され、アンテナから入力された静電サージをグランドへ吸収する。点線枠内に示したインダクタL3とコンデンサC3で構成される並列共振回路はオプションであるが、この並列共振回路を設けた場合は、減衰極をDCS/PCS TXの2倍の周波数（3420MHz～3820MHz）に調整することにより、EGSM送信の4倍の周波数（3520MHz～3660MHz）も同時に減衰させることができるため、DCS/PCS送信の2倍減衰量、EGSM送信の4倍減衰量を同時に減衰させることができる。また並列共振回路L3、C3は整合回路としての機能も兼ね備えているため、アンテナスイッチ全体のマッチング調整用として有用である。この静電サージ対策回路はアンテナトップだけではなく必要に応じてDipとLPFの間、またDipとSAWの間などに適宜挿入してもよい。また、本例ではノッチフィルタを省いているが、上述してきたノッチフィルタ等を組み合わせることで設けても良いことは無論である。以上により、SP3Tスイッチ、受信のSAWフィルタ、送信端子に接続されるパワーアンプ、受信端子に接続されるローノイズアンプなどの回路を静電サージから効率的に保護することが出来る。

【0050】（実施例8）本発明におけるダイプレクサ、ローパスフィルタおよび可変ノッチフィルタを構成する伝送線路および容量の一部は誘電体積層基板に内蔵可能であり、スイッチ回路として用いたSPDT、SP3T、SP4TなどのGaAs FETスイッチ素子、および抵抗、容量、チョークコイルなどのチップ部品を前記誘電体積

層基板上に搭載することにより、小型で安価なマルチバンドアンテナスイッチ積層モジュール複合部品が得られる。図7は図8の等価回路で示されるアンテナスイッチ積層モジュール複合部品の斜視図を示した。積層体の内部にはダイプレクサDip1、Dip2、ローパスフィルタLPF1、LPF2および可変ノッチフィルタVNFを構成する伝送線路および容量が複数の層に分けられて印刷されるため、小型化軽量化が可能となる。また、本実施例では積層基板は950℃以下の低温焼成が可能なセラミック誘電材料(LTCC)を用いており、焼成前のセラミックグリーンシートは伝送線路、容量を形成しやすいように、シート厚みが40～200 μ mのものを使用した。このセラミックグリーンシートを複数積層し、個片にカットし側面電極を印刷した後に、950℃で焼成することにより、アンテナスイッチ積層モジュール複合部品の積層体を得られる。さらに、得られた積層体上にGaAs FETスイッチ、チップ抵抗、チップコンデンサおよびチョークコイルを実装する事により、図8の等価回路で示されるアンテナスイッチ積層モジュール複合部品が得られる。

【0051】(その他の実施例)以上の実施例ではEGSM、DCS、DAMPS、PCS、W-CDMAに対応した、マルチバンドアンテナスイッチ回路について述べたが、これ以外にもPDC800帯域(810～960MHz)、GPS帯域(1575.42MHz)、PHS帯域(1895～1920MHz)、Bluetooth帯域(2400～2484MHz)や、米国で普及が見込まれるCDMA2000、中国で普及が見込まれるTD-SCDMAなどの場合も同様の効果が期待できる。したがって、本発明によれば高調波発生量を抑制した、デュアルバンド、3バンド、4バンド、5バンド等のマルチモードマルチバンドのアンテナスイッチ回路が得られ、しかも従来のPINダイオードを用いた回路と比較して、小型化、低消費電力化が可能となる。

【0052】

【発明の効果】本発明によれば、GaAsスイッチなどのFETスイッチと2つのダイプレクサを用い、ダイプレクサの送信端子にローパスフィルタを接続し、アンテナ端子とスイッチとの間にノッチフィルタすることによりGaAsスイッチなどのFETスイッチを使用した場合に懸念される高調波発生量を抑制することができる。また、静電サージ対策回路を用いればアンテナ端子からの静電サージをグランドに逃がし、かつ広範囲の周波数帯に対して静電サージを吸収し、より完全に静電破壊対策ができる。また、ダイプレクサとスイッチ回路の伝送線路および容量の一部を積層基板に内蔵し一体化するため、ダイプレクサとスイッチ回路との配線も積層基板の表面又は内部に形成され、配線による損失を低減し、また両者間の整合調整が容易となる。さらに、スイッチ素子、抵抗、容量およびインダクタなどのチップ部品は積層基板上に搭載するので、一層小型で安価な積層モジュール複合部品となる。以上によりこれらのマルチバンドアンテナスイッチ回路、又はマルチバンドアンテナスイッチ積層モジ

ュール複合部品を用いた通信装置は、従来のPINダイオードを用いた回路と比較して装置の小型化と低消費電力が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例を示すEGSM、DCS対応アンテナスイッチ回路のブロック図である。

【図2】 EGSM、DCS対応アンテナスイッチ回路の一例を示すブロック図である。

【図3】 本発明に係る他の実施例で、EGSM、DCS、PCS対応アンテナスイッチ回路のブロック図である。

【図4】 本発明に係る他の実施例で、EGSM、DAMPS、DCS、PCS対応アンテナスイッチ回路のブロック図である。

【図5】 本発明に係る他の実施例で、EGSM、DAMPS、DCS、PCS対応アンテナスイッチ回路のブロック図である。

【図6】 本発明に用いる可変ノッチフィルタの特性を示す図である。

【図7】 本発明であるEGSM、DCS対応アンテナスイッチ積層モジュール複合部品の斜視図である。

【図8】 本発明に係る図1に示したEGSM、DCS対応アンテナスイッチ回路の等価回路図である。

【図9】 PINダイオードの動作点を示す図である。

【図10】 本発明に係る他の実施例で、逆電圧印加型の可変ノッチフィルタを使用したEGSM、DCS対応アンテナスイッチ回路の等価回路図である。

【図11】 本発明に係る図5に示したEGSM、DAMPS、DCS、PCS対応アンテナスイッチ回路の等価回路図である。

【図12】 本発明に係る他の実施例で、EGSM、W-CDMA、DCS、PCS対応アンテナスイッチ回路のブロック図である。

【図13】 本発明に係る静電サージ対策用ハイパスフィルタの実施例の等価回路図である。

【図14】 本発明に係る他の静電サージ対策用ハイパスフィルタの等価回路図である。

【図15】 本発明に係る他の実施例で、静電サージ対策用ハイパスフィルタを用いたアンテナスイッチ回路のブロック図である。

【図16】 本発明の静電サージ対策回路の減衰特性を示す図である。

【図17】 本発明の静電サージ対策回路の反射特性を示す図である。

【図18】 静電サージ対策回路の例を示す等価回路図である。

【図19】 従来技術によるPINダイオードスイッチを使用したEGSM、DCS対応アンテナスイッチ回路のブロック図である。

【図20】 従来技術によるPINダイオードスイッチを使用したスイッチ回路の等価回路を示す図である。

【図21】 従来技術によるGaAsスイッチを使用したEGSM、DCS対応アンテナスイッチ回路のブロック図である。

【符号の説明】

ANT：アンテナ端子

TX：送信端子

RX：受信端子

Dip、Dip1、Dip2：ダイプレクサ

Dup：デュプレクサ

LPF1、LPF2：ローパスフィルタ

SW、SW1、SW2：スイッチ回路

VNF：可変ノッチフィルタ

L1～L17：伝送線路、インダクタまたはチョークコイル

イル

C、C1～C19：容量

D：PINダイオード

R：抵抗

VC、VC1、VC2、VC3：コントロール電源

1：積層誘電体

2：SPDT GaAs FETスイッチ

3：ダイオードスイッチ

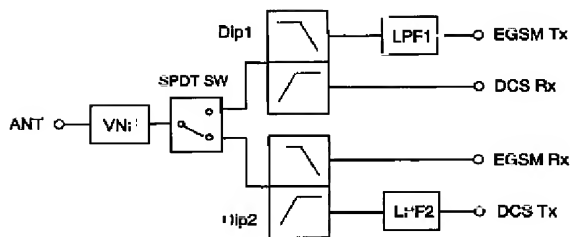
4：チップコンデンサ

5：チョークコイル

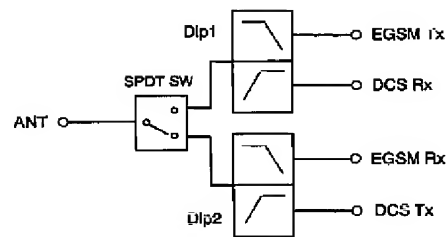
6：チップ抵抗

7：側面電極端子

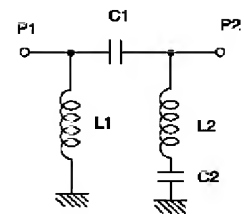
【図1】



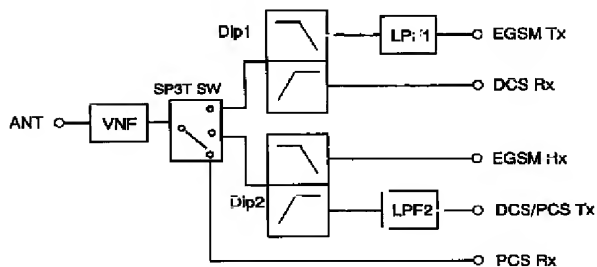
【図2】



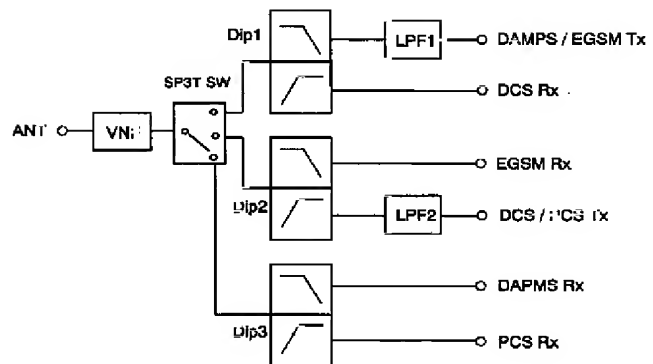
【図13】



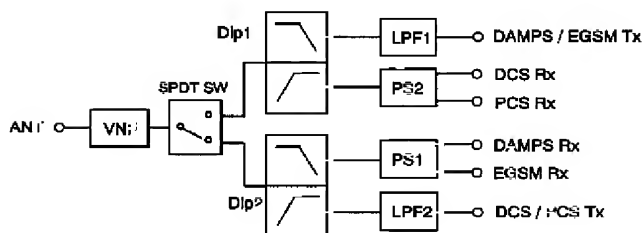
【図3】



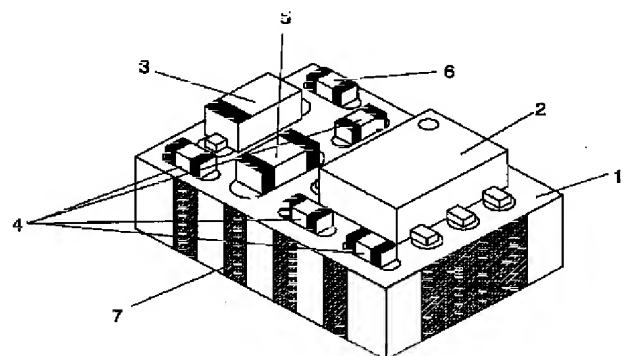
【図4】



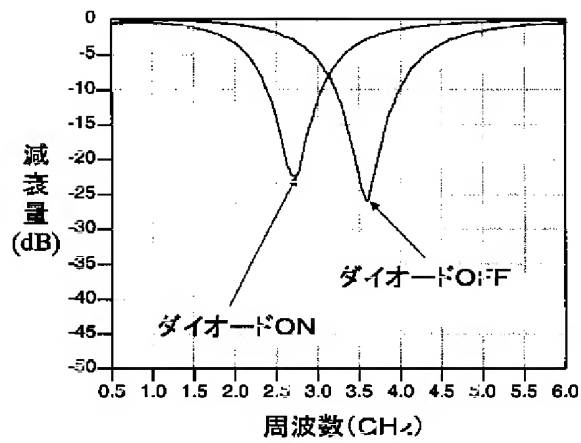
【図5】



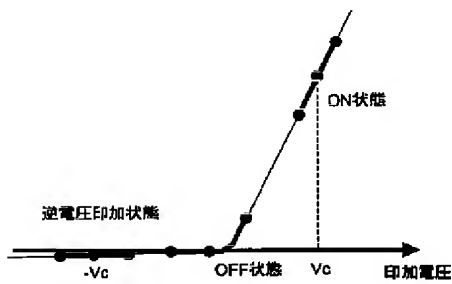
【図7】



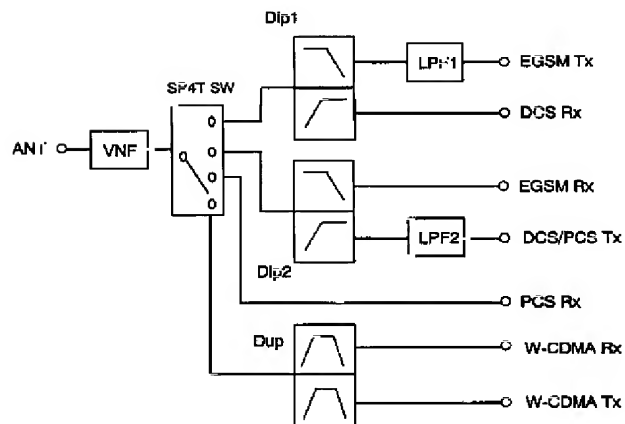
【図 6】



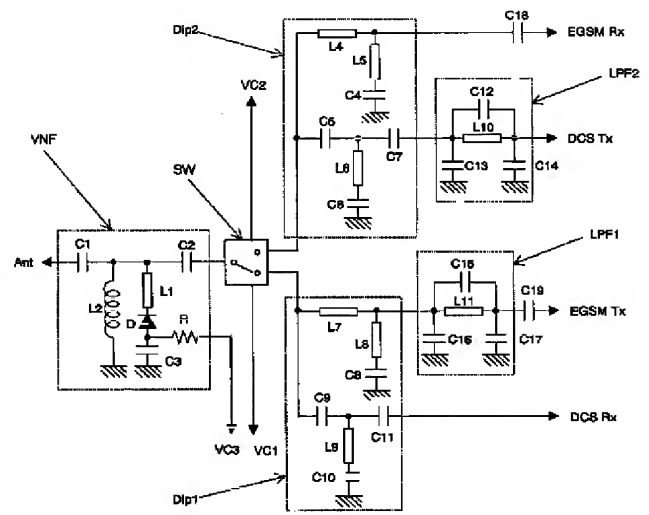
【図 9】



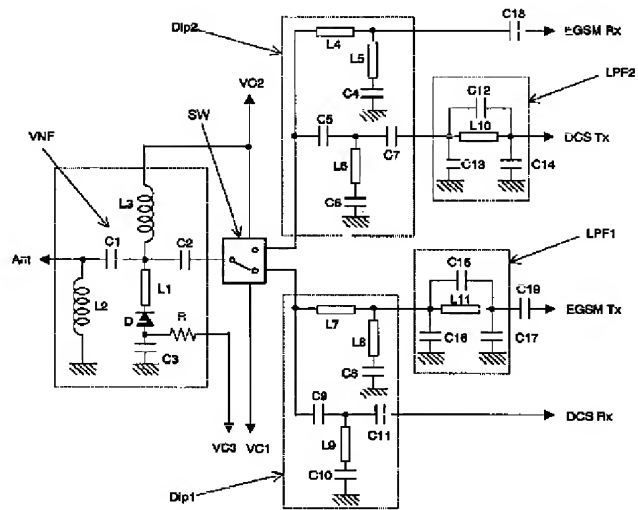
【図 12】



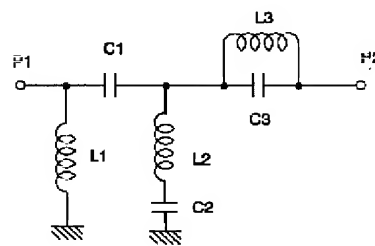
【図 8】



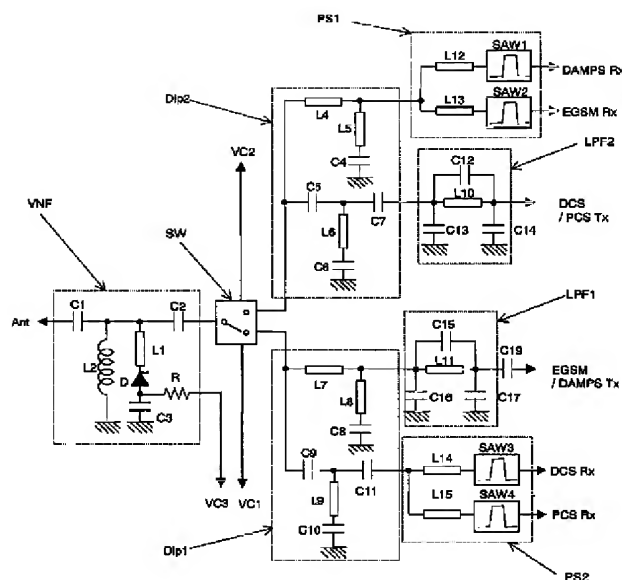
【図 10】



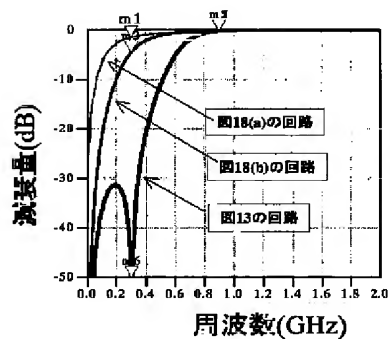
【図 14】



【図11】

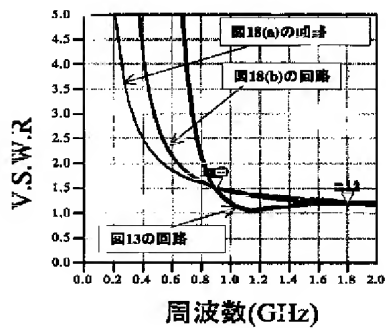


【図16】

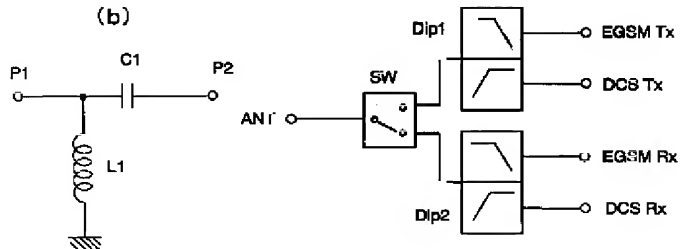
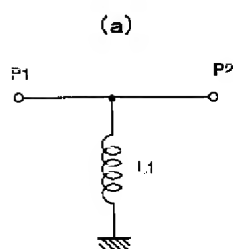


【図18】

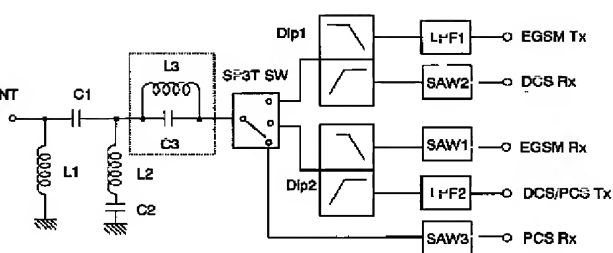
【図17】



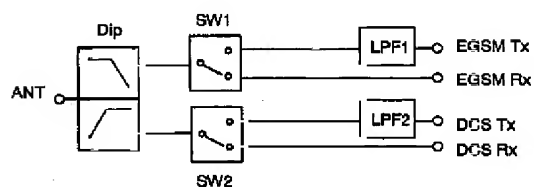
【図21】



【図15】



【図19】



【図20】

